

**FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO**



# **Transmissão de potência sem fios**

**Eduardo Luís Oliveira Fernandes**

Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Professor Doutor Henrique Manuel de Castro Faria Salgado

Co-orientador: Doutor Luís Manuel de Sousa Pessoa

28 de Outubro de 2015



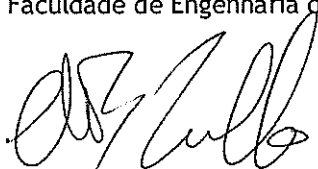
A Dissertação intitulada


“Transmissão de potência sem fios”

foi aprovada em provas realizadas em 16-10-2015


o júri

  
Presidente Professor Doutor Vitor-Manuel Grãde Tavares  
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores  
da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

  
Professor Doutor Nuno Miguel Gonçalves Borges de Carvalho  
Professor Catedrático do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e  
Informática da Universidade de Aveiro

  
Professor Doutor Henrique Manuel de Castro Faria Salgado  
Professor Associado do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de  
Computadores da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

O autor declara que a presente dissertação (ou relatório de projeto) é da sua exclusiva autoria e foi escrita sem qualquer apoio externo não explicitamente autorizado. Os resultados, ideias, parágrafos, ou outros extratos tomados de ou inspirados em trabalhos de outros autores, e demais referências bibliográficas usadas, são corretamente citados.

  
Autor - Eduardo Luís Oliveira Fernandes

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto





# Resumo

A transferência de potência sem fios não é um tema novo. Recentemente têm sido propostas novas técnicas de transferência de potência sem fios, sendo relevante o seu estudo e verificação da sua eficiência. Estas novas técnicas transferem energia, de forma eficaz, a média distância (entenda-se por média distância, distâncias que algumas vezes são superiores ao comprimento da bobine).

A dissertação tem como objetivo estudar essas técnicas. Para isso, pretende-se modelizar um sistema desse tipo, para um *AUV*, recorrendo quer a simulação, quer a processos empíricos. O intuito final é validar o sistema em meio subaquático.



# Abstract

The wireless power transmission is far from being a new subject. With the arrival of new techniques and the reduced study about those, it becomes necessary to study them and check their efficiency. These new techniques transfer energy, in a efficient way, at mid range (mid range distances should be understood as distances that are often bigger than the height of the inductors).

The dissertation aim is to study those techniques. For that purpose, it is necessary to model the system, having in mind the application in an *AUV*. To validate it wil be use simulation and empirical processes. The final aim is validate the system in underwater context.



# Agradecimentos

Em primeiro lugar quero agradecer ao meu orientador da FEUP, Professor Doutor Henrique Salgado, pelo apoio, pela orientação e pela disponibilidade ao longo deste trabalho.

Ao meu orientador da empresa Doutor Luís Pessoa, pela sua disponibilidade e ajuda ao longo do projeto.

Ao Doutor Mário Pereira pelo auxílio e pelas sugestões que me ajudaram a desenvolver a dissertação.

Quero agradecer ainda ao Professor Nuno Cruz pela disponibilidade para esclarecer dúvidas relativamente ao *AUV*.

Com o culminar do meu percurso académico quero agradecer a todas as pessoas que me ajudaram durante estes cinco anos. Agradecendo primeiramente à minha família: à minha mãe, Maria Luísa Fernandes, ao meu pai, José Fernandes, à minha irmã, Sílvia Fernandes, à minha avó Maria Beatriz Oliveira e restante família.

Em seguida quero agradecer aos meus professores do secundário, especialmente a dois que tiveram grande influência perante a forma que encarei o ensino superior. O meu professor de Matemática Mário Negrão e a minha professora de Filosofia Doutora Maria Carlos Oliveira.

Do secundário não fiquei só com memórias de grandes professores, fiquei com amizades para a vida. Por isso quero agradecer esses grandes amigos meus: Luísa Gomes, Tiago Azevedo, Diogo Almeida, Inês Borges de Araújo, Filipa Pires e Catarina Vieira.

Uma pessoa que não posso deixar de agradecer foi a pessoa com quem sempre estudei em grupo desde o início da faculdade: Manuel Oliveira, a ele um muito obrigado por todo o apoio.

Na faculdade conheci pessoas espetaculares que me influenciaram em muito, por isso quero agradecer-lhes por tudo que são/foram durante estes cinco anos: André Couto, Andreia Oliveira, Bruno Augusto (Sniper), Ana Miranda (Licas), Ricardo Calção, Luís Amorim, José Araújo (Maninho das Aves), José Pedro Perdiz, Isabel Fragoso, Carlos Rodrigues, Sofia Inácio, Susana d'Eça, João Silva (Feng), João Dias, Bruno Costa (Bill), Miguel Santos, Telmo Oliveira, Carlos Nunes, Daniel Jorge, Mariana Rodrigues, Mariana Afonso, Ciro Monteiro, Inês Teixeira, Miguel Fernandes, Daniela Carmo e Hugo Santos.

Não posso terminar sem deixar de agradecer à minha vizinha favorita, Ana Margarida Teixeira, por todo o apoio prestado.

O meu muito obrigado!

Eduardo Fernandes



*“O Presente será Filho do Passado.  
E haverá continuidade em vez de repetição”*

Pedro Homem de Mello





# Conteúdo

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Enquadramento . . . . .	1
1.2	Objetivos . . . . .	2
1.3	Motivação . . . . .	2
1.4	Estrutura do Documento . . . . .	2
1.5	Contribuições . . . . .	2
<b>2</b>	<b>Revisão Bibliográfica</b>	<b>5</b>
2.1	Introdução . . . . .	5
2.2	<i>Coupled Magnetic Resonance</i> . . . . .	5
2.3	<i>Capacitive Power Transfer</i> . . . . .	8
2.4	<i>Inductive Power Transfer</i> . . . . .	10
2.5	Outros métodos . . . . .	11
2.6	Vantagens e Desvantagens . . . . .	11
2.7	Aplicações . . . . .	12
2.8	Modelo equivalente bobines . . . . .	12
2.8.1	Indutância . . . . .	13
2.8.2	Capacidade . . . . .	16
2.8.3	Resistência . . . . .	18
2.8.4	Indutância mútua . . . . .	19
2.9	Fator de qualidade . . . . .	20
2.10	Capacidade . . . . .	21
<b>3</b>	<b>Projeto do Sistema</b>	<b>23</b>
3.1	Introdução . . . . .	23
3.2	Levantamento de requisitos . . . . .	23
3.3	Conceção do sistema . . . . .	24
3.4	Verificação das fórmulas . . . . .	24
3.5	Cálculos teóricos . . . . .	25
3.6	Validação prática . . . . .	26
3.7	Validação por simulação . . . . .	28
3.8	Dimensionamento . . . . .	29
3.8.1	Primeira bobine . . . . .	30
3.8.2	Segunda Bobine . . . . .	33
3.9	Conceção alternativa do sistema . . . . .	36
3.10	Conclusão . . . . .	37

<b>4</b>	<b>Implementação Prática</b>	<b>39</b>
4.1	Introdução . . . . .	39
4.2	Fabrico da Primeira bobine . . . . .	39
4.2.1	Desenho das réguas . . . . .	39
4.2.2	Enrolamento do fio . . . . .	41
4.2.3	Justificação . . . . .	42
4.2.4	Primeiro método . . . . .	44
4.2.5	Segundo método . . . . .	46
4.3	Fabrico da Segunda bobine . . . . .	48
4.3.1	Primeiro método . . . . .	48
4.3.2	Segundo método . . . . .	49
4.3.3	Conclusão . . . . .	50
<b>5</b>	<b>Resultados Práticos</b>	<b>51</b>
5.1	Introdução . . . . .	51
5.2	Posição ótima dos drives <i>loops</i> . . . . .	51
5.2.1	Localização dos máximos e mínimos do campo magnético . . . . .	55
5.3	Diâmetro das <i>Driving loops</i> . . . . .	56
5.4	Frequências de ressonância . . . . .	57
5.4.1	Ar . . . . .	57
5.4.2	Água doce . . . . .	58
5.4.3	Água Salgada . . . . .	59
5.5	Resultados . . . . .	59
5.5.1	Ar . . . . .	60
5.5.2	Simulação em ADS . . . . .	63
5.5.3	Água Doce . . . . .	67
5.5.4	Água Salgada . . . . .	71
5.6	Conclusão . . . . .	74
<b>6</b>	<b>Conclusões e Trabalho Futuro</b>	<b>75</b>
6.1	Trabalho Desenvolvido . . . . .	75
6.2	Satisfação dos Objetivos . . . . .	75
6.3	Trabalho Futuro . . . . .	75
<b>A</b>	<b>Script Matlab</b>	<b>77</b>
	<b>Referências</b>	<b>81</b>

# Lista de Figuras

2.1	Modelo elétrico da Coupled Magnetic Resonance . . . . .	5
2.2	Gráfico tridimensional que relaciona o coeficiente de acoplamento com a frequência com $S_{21}$ . . . . .	7
2.3	$ S_{21} _{critical}$ em função de $k_{critical}$ . . . . .	8
2.4	Modelo equivalente e simplificado usado para a transferência de potência . . . . .	9
2.5	Circuito que permite a transferência de sinais DC . . . . .	9
2.6	Esquema elétrico de <i>Inductive Wireless Power</i> . . . . .	10
2.7	Modelo equivalente da bobine para altas frequência . . . . .	12
2.8	Constante de Nagoaka em função da relação comprimento/diâmetro . . . . .	13
2.9	Erro da aproximação da constante de Nagoaka proposta por Richard Lundin . . . . .	14
2.10	Erros da aproximação da constante de Nagoaka propostas por vários autores . . . . .	15
2.11	Modelo equivalente da bobine para altas frequência . . . . .	17
2.12	Circuito equivalente de indutância mútua . . . . .	20
2.13	Orientação das moléculas de um dielétrico num condensador . . . . .	21
2.14	Modelo equivalente de um condensador . . . . .	22
3.1	$AUV$ do qual os requisitos foram levantados . . . . .	23
3.2	Desenho do sistema a projetar . . . . .	24
3.3	Bobines para verificação das fórmulas apresentadas em no capítulo 2. . . . .	25
3.4	$S_{21}$ das bobines com condensadores externos . . . . .	26
3.5	$S_{21}$ das bobines com condensadores externos . . . . .	27
3.6	$S_{21}$ das bobines . . . . .	28
3.7	Modelo das bobines a simular. . . . .	28
3.8	Impedância simulada da bobine A . . . . .	29
3.9	Impedância simulada da bobine B . . . . .	29
3.10	Valores de $\Psi$ , sendo $h/D = 0.75$ . . . . .	31
3.11	Erro em função de $p/2a$ . . . . .	31
3.12	Fator de qualidade em função de do número de espiras . . . . .	32
3.13	Impedância simulada da primeira bobine . . . . .	33
3.14	Valores de $\Psi$ , sendo $p/2a = 3.33$ . . . . .	34
3.15	Erro em função de $h/D$ . . . . .	35
3.16	Fator de qualidade em função de do número de espiras . . . . .	35
3.17	Impedância simulada da segunda bobine . . . . .	36
3.18	Conceção alternativa do sistema . . . . .	37
4.1	Régua da bobine A . . . . .	39
4.2	Exemplo de uma régua desenhada . . . . .	40
4.3	Processo de enrolamento . . . . .	41

4.4	Primeira bobine . . . . .	42
4.5	Bobine de teste . . . . .	42
4.6	Medida de $S_{21}$ com a bobine de fora de água . . . . .	43
4.7	Medida de $S_{21}$ com a bobine imediatamente antes de tocar na água . . . . .	43
4.8	Medida de $S_{21}$ com a bobine a tocar na água . . . . .	44
4.9	Planificação da primeira bobine . . . . .	44
4.10	Tubo <i>PVC</i> com a planificação . . . . .	45
4.11	Primeira bobine no <i>PVC</i> sem isolamento . . . . .	46
4.12	Primeira bobine no <i>PVC</i> com isolamento . . . . .	46
4.13	Ilustração da bobine imediatamente depois de se aplicar a resina . . . . .	47
4.14	Resultado final da primeira bobine coberta com resina . . . . .	47
4.15	Segunda bobine sem o cilindro externo . . . . .	48
4.16	Resultado final da segunda bobine . . . . .	49
4.17	Resultado final da segunda bobine . . . . .	49
5.1	Localização dos máximos e mínimos e simulação do campo magnético à frequên- cia fundamental . . . . .	52
5.2	Localização dos máximos e mínimos e simulação do campo magnético ao segundo harmónico . . . . .	53
5.3	Localização dos máximos e mínimos e simulação do campo magnético à frequên- cia fundamental . . . . .	54
5.4	Localização dos máximos e mínimos e simulação do campo magnético à frequên- cia fundamental . . . . .	55
5.5	Distribuição de correntes variando o raio da loop . . . . .	56
5.6	Corrente máxima induzida na bobine variando o raio da <i>loop</i> . . . . .	57
5.7	Parâmetros $S_{21}$ em função da frequência . . . . .	58
5.8	Frequência de ressonância da bobine em água doce . . . . .	58
5.9	Frequência de ressonância da bobine em água doce . . . . .	59
5.10	Montagem do sistema e respetivo funcionamento . . . . .	60
5.11	Gráfico tridimensional que nos dá o rendimento em função da distância e da frequência . . . . .	60
5.12	Máximo do rendimento simulado em função da distância . . . . .	61
5.13	Gráficos tridimensionais do rendimento em função da frequência e distância . . . . .	62
5.14	Rendimento máximo em função da distância para os três tipos de <i>loops</i> , no ar . . . . .	63
5.15	Esquemático do sistema em ADS . . . . .	64
5.16	Correspondência entre o gráfico obtido por simulação com o <i>ADS</i> com as bobines a uma distância de 4 cm . . . . .	64
5.17	Correspondência entre o gráfico obtido por simulação com o <i>ADS</i> com as bobines a uma distância de 9 cm . . . . .	65
5.18	Correspondência entre o gráfico obtido por simulação com o <i>ADS</i> com as bobines a uma distância de 14 cm . . . . .	65
5.19	Correspondência entre o gráfico obtido por simulação com o <i>ADS</i> com as bobines a uma distância de 19 cm . . . . .	66
5.20	Correspondência entre o gráfico obtido por simulação com o <i>ADS</i> com as bobines a uma distância de 24 cm . . . . .	66
5.21	Fator de acoplamento indutivo obtido por sintonia dos parâmetros . . . . .	67
5.22	Gráfico tridimensional que dá o rendimento em função da distância e da frequência em água doce . . . . .	68
5.23	Máximo do rendimento simulado em função da distância . . . . .	68

5.24	Montagem do sistema em água doce . . . . .	69
5.25	Gráficos tridimensionais do rendimento em função da frequência e distância em água doce . . . . .	70
5.26	Rendimento máximo em função da distância para os três tipos de <i>loops</i> . . . . .	71
5.27	Gráfico tridimensional que nos dá o rendimento em função da distância e da frequência em água salgada . . . . .	72
5.28	Máximo do rendimento simulado em função da distância . . . . .	72
5.29	Montagem do sistema em água salgada . . . . .	73
5.30	Rendimento máximo em função da distância para os três tipos de <i>loops</i> . . . . .	73



# Lista de Tabelas

2.1	Tabela de coeficientes do fator de proximidade . . . . .	19
2.2	Tabela de constantes físicas . . . . .	22
3.1	Requisitos do sistema . . . . .	23
3.2	Parâmetros físicos das bobines A e B . . . . .	25
3.3	Valores teóricos calculados das bobines A e B . . . . .	25
3.4	Valores experimentais das bobines A e B . . . . .	27
3.5	Parâmetros físicos da primeira bobine projetada . . . . .	32
3.6	Valores teóricos da primeira bobine projetada . . . . .	32
3.7	Parâmetros físicos da segunda bobine dimensionada . . . . .	36
3.8	Valores teóricos calculados da segunda bobine . . . . .	36
5.1	Valores de <i>tunning</i> efetuados . . . . .	66





# Abreviaturas e Símbolos

AUV	<i>Autonomous Underwater Vehicle</i>
CMR	<i>Coupled Magnetic Resonance</i>
CPT	<i>Capacitive Power Transfer</i>
HFSS	<i>High Frequency Structural Simulator</i>
IPT	<i>Inductive Power Transfer</i>
RFID	<i>Radio-Frequency Identification</i>
WPT	<i>Wireless Power Transfer</i>
ESR	<i>Equivalent series resistance</i>

$C$	Capacidade
$AC$	<i>Alternating Current</i>
$C_g$	Capacidade da <i>Gate</i>
$C_{oss}$	Capacidade parasita do <i>switch</i>
$D$	Diâmetro
$DC$	<i>Direct current</i>
$\epsilon_0$	Permissividade do vácuo
$\eta$	Rendimento
$\eta_0$	Impedância intrínseca do ar
$f$	Frequência
$f_r$	Frequência de Ressonância
$h$	Comprimento da bobine
$k$	Fator de acoplamento
$K$	Constante de <i>Nagaoka</i>
$L$	Indutância
$\lambda$	Comprimento de onda
$M$	Indutância Mútua
$\mu$	Permeabilidade magnética
$\mu_0$	Permeabilidade magnética do vácuo
$N$	Número de espiras
$nr$	Número de réguas
$\omega$	Velocidade angular
$P_{out}$	Potência de saída
$\Phi$	Fluxo de campo magnético
$\Psi$	Fator de proximidade
$Q$	Fator de Qualidade
$R$	Resistência
$r$	Raio
$\rho$	Resistividade do material
$r_c$	Raio da Secção do Cabo

$R_{ac}$	Resistência em corrente alternada
$R_{ohm}$	Resistência óhmicas
$R_{on}$	Resistência de Entrada
$R_{rad}$	Resistência de radiação
$p$	Espaçamento entre espiras
$\sigma$	Condutividade
$t$	Grossura do revestimento
$V_D$	Tensão de Dreno
$V_g$	Tensão de <i>Gate</i>

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Enquadramento

Nos últimos anos a evolução tecnológica tem sido muito rápida. Um bom exemplo prende-se com o facto de as chamadas por voz terem deixado de ser feitas exclusivamente por telefone fixo; atualmente, é possível recorrer a um dispositivo móvel ou a diferentes tecnologias suportadas na Internet para o efeito. Isto leva-nos a concluir que a mobilidade é um fator essencial e exigido para as tecnologias vindouras.

Um dos fatores que limita a mobilidade dos sistemas é a sua autonomia. Em boa verdade, apesar da sua portabilidade, os dispositivos móveis veem a sua mobilidade condicionada pela necessidade de reposição de carga. Esta limitação é o grande fator motivador para o desenvolvimento das tecnologias que serão apresentadas neste trabalho.

No início do século XX, Tesla foi pioneiro na exploração desta área através de experiências, sendo considerado o *Father of Wireless* [1]. Contudo, devido a complicações técnicas e financeiras, estas experiências nunca chegaram a ser totalmente implementadas [2]. Posteriormente, o investimento nestas tecnologias foi escasso devido ao baixo rendimento que apresentavam.

Um exemplo de um sistema de transferência de potência sem fios que está presente no nosso dia-a-dia é a produção de energia solar. Neste sistema é possível discernir uma fonte, o sol, e a carga que podem ser células foto-voltaicas. O rendimento deste sistema é muito baixo, mas é, no entanto, exequível, pois a fonte é externa à Terra e liberta uma quantidade enorme de energia que pode ser aproveitada.

A radiação eletromagnética é comumente usada para transmitir informação. Da mesma forma que se transmite informação, também pode ser usada para transmitir energia; porém, para potências mais elevadas, a radiação eletromagnética pode provocar efeitos negativos na saúde dos seres vivos [3].

Recentemente, a transmissão de potência sem fios voltou a atrair a atenção da comunidade científica, como consequência da baixa autonomia dos dispositivos eletrónicos face às capacidades que possibilitam. As tecnologias para a transmissão de potência podem ser divididas em duas

categorias: não radiativas e radiativas. Usadas, respetivamente, em *near-field* e *far-field*. Hoje em dia estas tecnologias já são amplamente usadas e um exemplo disso são os sistemas *RFID*.

## 1.2 Objetivos

O objetivo desta dissertação é modelar e validar um sistema de transferência sem fios para um *AUV*.

## 1.3 Motivação

Os *AUVs* são sistemas que podem ser utilizados para diversos fins, como por exemplo, controlar a qualidade de água. Devido à sua baixa autonomia, é necessário retirá-los periodicamente da água. Uma possível solução para este problema consiste num sistema de transferência sem fios em que o veículo ao acostar numa estação subaquática realizasse o carregamento das suas baterias.

## 1.4 Estrutura do Documento

No capítulo 2 será feita uma abordagem sobre os diferentes tipos de tecnologias que podem ser implementadas para efetuar a transferência de potência sem fios. Em seguida, serão abordadas as vantagens e desvantagens destes métodos, bem como a sua aplicação.

No capítulo 3 será realizado o levantamento de requisitos e dimensionamento do sistema

No capítulo 4 serão apresentados as técnicas usadas para o fabrico das bobinas.

No capítulo 5 serão apresentados os resultados obtidos no ar, em água doce e água salgada.

No capítulo 6 será realizada a conclusão da Dissertação.

## 1.5 Contribuições

Nesta dissertação investigou-se o sistema de transferência de potência sem fios baseado na técnica *Coupled Magnetic Resonance*.

Fez um estudo teórico assim com experimental do rendimento desta técnica no ar e pela primeira vez, que o autor tenha conhecimento, em meio aquático. Contribui para o estado da arte ao nível da transferência de energia sem fios quando aplicada em meio subaquático, com a identificação dos principais fatores que influenciam o seu desempenho neste meio.

Este trabalho deu origem especificamente às seguintes contribuições:

- Demonstrou-se a possibilidade de potência sem fios na água.
- Apresentação de um modelo teórico.
- Obtiveram-se gráficos que relacionam o rendimento, com a distância e a frequência de operação.

- Tamanho e posição ótimas das *loops*



## Capítulo 2

# Revisão Bibliográfica

### 2.1 Introdução

Esta revisão do estado da arte começará por ser abordar diferentes métodos para transmissão de potência sem fios: *Coupled Magnetic Resonance*, *Capacitive power transfer*, *Inductive Power Transfer*. Serão brevemente referidas as vantagens e desvantagens desta tecnologia, assim como potenciais aplicações que esta tecnologia poderá ter. Será ainda abordado a determinação da indutância, capacidade e fator de qualidade através dos seus parâmetros físicos, visto que são elementos fundamentais no dimensionamento dos circuitos.

### 2.2 Coupled Magnetic Resonance

Este método consiste na transmissão potência sem fios a média distância (ordem de grandeza do diâmetro do transmissor/recetor), recorrendo a bobines (solenóides) auto ressonantes e a *loops* simples, e com uma frequência de operação localizada na casa das dezenas de MHz.

O modelo elétrico é o seguinte:

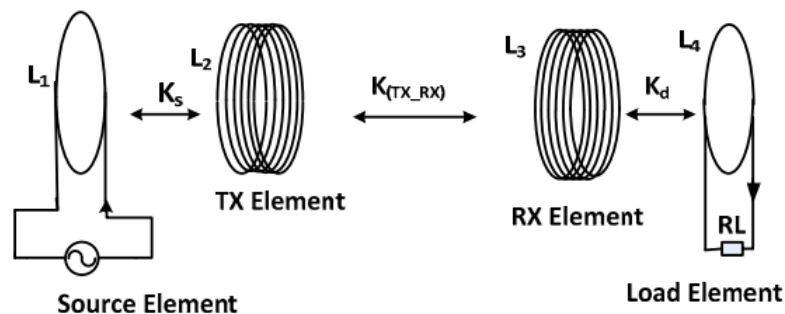


Figura 2.1: Modelo elétrico da Coupled Magnetic Resonance [4]

Como se pode observar através da figura, o elemento  $L_1$  está acoplado magneticamente ao  $L_2$ . O  $L_2$  tem uma frequência de ressonância coincidente com  $L_3$ . O elemento  $L_3$  também está

magneticamente acoplado ao elemento  $L_4$  que tem aos seus terminais a carga a alimentar. Os elementos  $L_2$  e  $L_3$  têm uma auto-indutância e uma capacidade, o que permite desde já que tenham uma frequência de ressonância, como se pode observar no modelo equivalente da bobine, figura 2.7. Se a capacidade intrínseca não fosse suficiente para obter a frequência de ressonância desejada, haveria a necessidade de adicionar capacidades externas. A adição de capacidades externas, e uma vez que estas não são ideais e possuem uma resistência intrínseca, leva a uma diminuição do fator de qualidade.

O rendimento deste sistema, em termos de parâmetros  $S$ , é dado pela equação 2.1, quando o sistema está adaptado, [3]:

$$\eta = |S_{21}|^2 \quad (2.1)$$

Este valor pode ser medido recorrendo a um *Vector Network Analyzer* (VNA).

O coeficiente de acoplamento é um fator que depende da geometria das bobines e da distância entre elas. Assim sendo, para as bobines iguais, o fator de acoplamento depende exclusivamente da distância entre as bobines, ou seja, à medida que se vai aumentando a distância mais pequeno será o fator de acoplamento.

Uma característica importante deste sistema é que, idealmente, consegue manter o rendimento até uma certo fator de acoplamento, como se pode observar na figura 2.2. A frequência de ressonância também vai alterando, pois a indutância mútua entre as duas bobines vai variando. Só depois dos máximos do rendimento se juntarem é que o rendimento começa a diminuir. Ao coeficiente de acoplamento dos solenóides,  $k_s$ , aquando do início da diminuição do rendimento dá-se o nome de coeficiente de acoplamento crítico,  $k_{critical}$ . Quando  $k_s$  é maior do que  $k_{critical}$  diz-se que o sistema está *overcoupled*, operando à frequência que permite a transferência máxima de potência. Contrariamente, quando o coeficiente de acoplamento é menor que o crítico diz-se que o sistema está *undercoupled*.



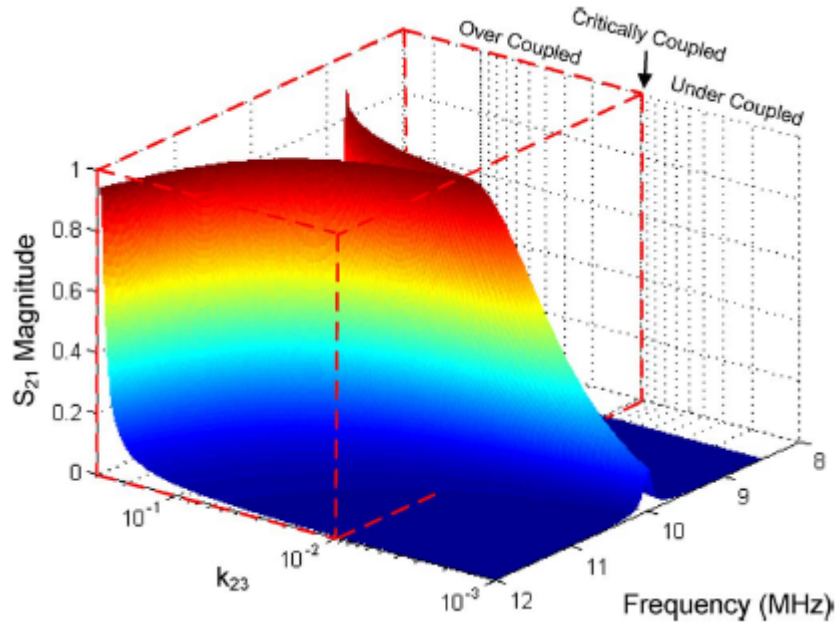


Figura 2.2: Gráfico tridimensional que relaciona o coeficiente de acoplamento com a frequência com  $S_{21}$ , [5]

Em [5] pode-se obter a expressão que prevê teoricamente o  $k_{critical}$ :

$$k_{critical} = \frac{1}{Q_s} + k_{ls}^2 Q_l \quad (2.2)$$

Na equação 2.2,  $k_{ls}$  é o coeficiente de acoplamento entre a *loop* e o solenóide. Quanto menor for o valor de  $k_{critical}$  maior será a região de *overcoupled*, ou seja, proporcionará um melhor rendimento para maiores distâncias.

Outra análise a verificar é o comportamento de  $k_{critical}$  com a variação de  $k_{ls}$ . À medida que o fator de acoplamento entre as *loops* e os solenóides vai baixando menor será  $k_{critical}$ . Através da análise da equação 2.2 pode-se constatar que quanto maior for  $Q_s$ , ou quanto menor for  $Q_l$ , menor será o  $k_{critical}$ , ou seja, mais os solenóides se poderão afastar sem perder rendimento.

Em [5] temos que:

$$S_{21} = 2 \frac{V_{Load}}{V_{Source}} \left( \frac{R_{Source}}{R_{Load}} \right)^{1/2} \quad (2.3)$$

$$\left( \frac{V_{Load}}{V_{Source}} \right) \Big|_{\omega=\omega_0} = \frac{ik_s k_{ls}^2 Q_s^2 Q_l^2}{k_s^2 Q_s^2 + (1 + k_{ls}^2 Q_s Q_l)^2} \quad (2.4)$$

Combinando as equações 2.2, 2.3 e 2.4 e ainda que  $R_{load} = R_{source}$  e  $k_s = k_{critical}$ , consegue-se obter uma equação que nos dá o valor  $|S_{21}|_{critical}$  na equação 2.5.

$$|S_{21}|_{critical} = \frac{k_{ls}^2 Q_l}{k_{critical}} \quad (2.5)$$

Através da equação 2.5 consegue-se retirar o rendimento do sistema quando está *critically coupled*. Para ajudar a retirar conclusões, está representado na figura 2.3 um gráfico que nos dá  $|S_{21}|_{critical}$  em função de  $k_{critical}$ .

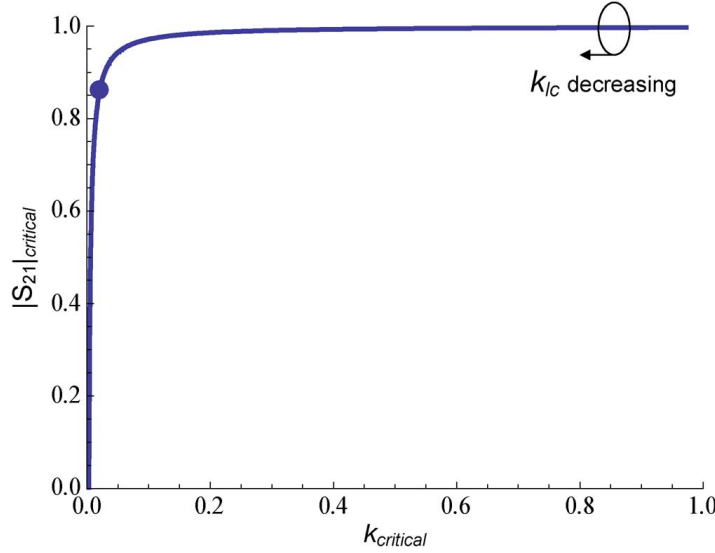


Figura 2.3:  $|S_{21}|_{critical}$  em função de  $k_{critical}$  [5]

Pode-se observar na figura 2.3 a magnitude sobe bastante a pique quando os valores de  $k_{critical}$  são baixos, mas o valor de  $|S_{21}|_{critical}$  rapidamente se estabiliza e mantém-se constante. Quanto menor for o  $k_{critical}$  mais distância se consegue obter por isso, quer-se que  $k_{critical}$  seja o mais baixo possível, mas também quer-se que o rendimento não seja prejudicado. Assim sendo, o melhor  $k_{critical}$  não é 0 mas sim um valor próximo que se localize na zona que forma um "joelho".

### 2.3 Capacitive Power Transfer

Existem diferentes configurações de circuitos que permitem explorar a transferência de energia por via capacitiva, mas apenas será apresentado um pois o conceito base é o mesmo sendo suficiente para ilustrar o que se pretende. O modelo referido tem como fonte a referência [6].

Esta forma de transferência de potência é atrativa pois é de simples implementação e é de baixo custo.

Uma das suas possibilidades é a conjugação da transferência de dados com a transferência de potência. É óbvio que a modulação da informação tem que ser adequada, de modo a que não interfira com o outro objetivo do circuito.

O acoplamento por via capacitiva (ressonante) é uma alternativa recente ao acoplamento magnético ressonante. Neste caso recorre-se a capacidades em vez de indutâncias para realizar o acoplamento. O modelo elétrico apresenta-se em baixo:

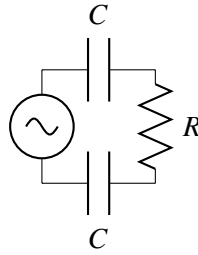


Figura 2.4: Modelo equivalente e simplificado usado para a transferência de potência

Os condensadores são formados por duas placas metálicas; uma delas está localizada no  $T_X$  e outra no  $R_X$ . Para lidar com sinais contínuos, em [6] propõe-se o seguinte circuito:

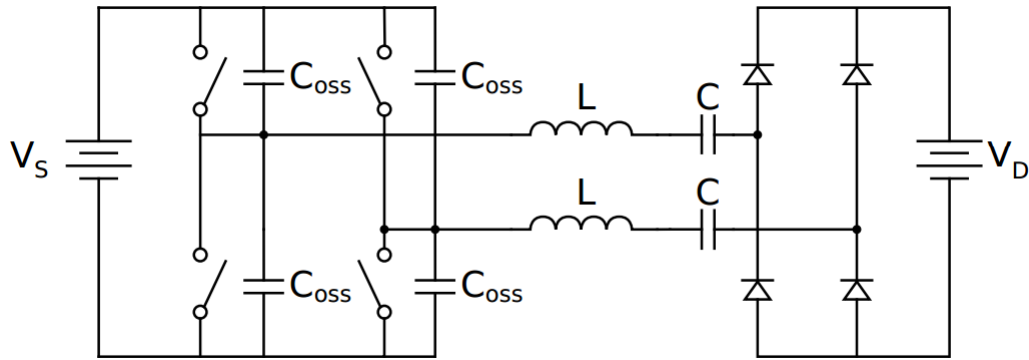


Figura 2.5: Circuito que permite a transferência de sinais DC [6]

Na figura 2.5 a potência é transferida através dos condensadores  $C$ . A parte do circuito constituída pelos interruptores e pelos  $C_{OSS}$  têm como objetivo transformar o sinal fornecido pela fonte  $V_S$  num sinal AC. As bobinas que antecedem os condensadores de acoplamento servem simplesmente para permitir uma suavização da corrente quando há uma mudança de posição dos interruptores.

Os díodos do lado direito do circuito servem para transformar o sinal de DC para AC, de modo a poder carregar a carga DC.

Importa referir que os interruptores têm três elementos parasitas que devem ser tidos em conta:  $R_{on}$ ,  $C_{OSS}$  e  $C_g$  em que  $R_{on}$  é dado por  $\frac{\tau_{sw}}{C_{OSS}}$ . Se houver uma variação repentina no interruptor, o condensador gera uma perda de  $4C_{OSS}V_s^2f$ . Esta perda pode ser repostada com o ZVS, *zero voltage switching*, que permite recuperar a carga perdida. Existem igualmente perdas nos condensadores  $C_g$  mas na condição  $V_D \gg V_g$ , estas podem ser desprezadas.

O rendimento deste circuito pode ser calculado através da seguinte fórmula:

$$\eta = 1 - \frac{1}{2} \cdot \frac{\|i(t)\|^2 \cdot R_S}{P_{out}} \quad (2.6)$$

$R_S$  é a resistência equivalente do conjunto indutância  $L$ , capacidade  $C$  e interruptor  $R_{on}$ . Esta resistência é dada pela seguinte expressão:

$$R_S \approx 2 \cdot \left( R_{on} + \frac{\omega L}{Q} \right) \quad (2.7)$$

Como tipicamente a bobine tem um fator de qualidade muito mais baixo que o condensador, a resistência do último pode ser desprezada.

Em [6] Com um condensador de 156 pF obteve-se um rendimento máximo de 84% para uma potência de saída de 3.2W.

## 2.4 Inductive Power Transfer

Esta técnica tira partido do princípio de indução magnética. Neste caso, a bobine do primário transfere energia para o secundário através de um meio de transferência que é o ar.

Uma das grandes vantagens da transferência de energia sem fios corresponde à mobilidade que esta tecnologia nos proporciona. Para revisão da teoria sobre transferência de energia por indução tomar-se-á o como referência o artigo [7] para exemplificar e retirar conclusões.

Para curtas distâncias, este método é muito usado e consegue-se atingir bons rendimentos. Os autores alegam que, para uma distância de um metro, conseguiram atingir um rendimento de 76% para uma potência de 40W.

O sistema pode ser modelizado através do seguinte circuito:

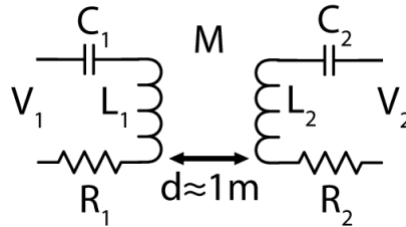


Figura 2.6: Esquema elétrico de *Inductive Wireless Power* [7]

$L_1$  e  $L_2$  representam as bobines que permitem a transferência de potência com uma indutância mútua  $M$ , sendo este um coeficiente determinante para calcular o rendimento do sistema. De notar que o coeficiente  $M$  diminui com o aumento da distância entre as bobines.

$R_1$  e  $R_2$  representam as resistências intrínsecas dos componentes. Os condensadores são colocados em série com as indutâncias para que o sistema exiba uma frequência de ressonância. Esta última permite que um sistema tenha uma impedância puramente real, à qual terá de ser igual nas duas partes do sistema.

As tensões e correntes dependem entre si da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} & j\omega M \\ j\omega M & R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

À frequência de ressonância a relação anterior simplifica para a seguinte:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & j\omega M \\ j\omega M & R_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Com esta análise que descreve o circuito, é possível retirar agora a potência de saída e calcular o rendimento do sistema.

$$P_{out} = \frac{\omega^2 M^2 R_L}{(R_1(R_2 + R_L)\omega^2 M^2)^2} \quad (2.10)$$

$$\eta = \frac{\omega^2 M^2 R_L}{R_1(R_2 + R_L)^2 + \omega^2 M^2(R_2 + R_L)} \quad (2.11)$$

Para maximizar o rendimento em que a variável é  $R_L$  (resistência de carga do sistema), é necessário derivar  $\eta$  em ordem a  $R_L$  e igualar a 0. Feito isto, conclui-se que a  $R_L$  que maximiza o rendimento é dada pela seguinte fórmula:

$$R_{L, \text{ matched}} = \sqrt{R_2^2 + \omega^2 M^2 \frac{R_2}{R_1}} \quad (2.12)$$

Na equação 2.12 pode-se observar que, como devido à frequência de operação já estar definida,  $R_1$ ,  $R_2$  e  $\omega$  já estão definidos, a única variável que se pode variar é  $M$  que depende distância. Assim pode-se que concluir que para cada distância existe uma carga ótima diferente.

## 2.5 Outros métodos

No artigo [8] é demonstrado que também é possível a transmissão de potência sem fios através de luz visível. Esta experiência requer que o *laser* esteja bem alinhado com o recetor de forma a retirar o maior rendimento possível do sistema.

Tal como a transmissão através da luz visível é possível, também é possível a transmissão através de microondas, como é demonstrado no artigo [9]. Esta tecnologia requer uma directividade das antenas elevada para que a transmissão da potência tenha alto rendimento.

## 2.6 Vantagens e Desvantagens

Nesta secção serão expostas as vantagens e desvantagens deste método de transferência de potência sem. Tal como referido previamente, uma das grandes barreiras para a mobilidade das tecnologias de hoje em dia é a necessidade periódica de carregamentos. Uma das vantagens é então a possibilidade de transmissão mesmo que haja obstáculos que impossibilitem a transmissão por cabo. O corte de energia devido a uma falha no cabo, neste caso, não existiria. O uso de muitos cabos seria eliminado, possibilitando assim uma melhor organização dos sistemas. A maior parte dos objetos que nos rodeiam não interagem com o campo magnético e, por isso, não haverá problema em fazer uso desta propriedade para a transmissão [1]. O uso destas tecnologias não

interfere igualmente com as radiofrequências, [10]. Outra vantagem mencionada é o facto de não ser necessário ligar, através de meios físicos, a fonte com o dispositivo a carregar, ou que irá consumir a potência emitida.

As desvantagens associadas a esta tecnologia prendem-se com a perda de potência, que é maior na presença de substâncias ferro-magnéticas; são também necessárias normas para se adotar esta tecnologia, para que não haja sobreaquecimento devido ao uso de diferentes tensões entre diferentes equipamentos. Outra desvantagem é a necessidade de substituição dos equipamentos antigos, pois estes não se encontram preparados para esta melhoria, pelo que existe a possibilidade de que equipamentos não desejados utilizem a energia que se está a transmitir. Além disso, a implementação destes sistemas ainda tem um custo relativamente elevado [1].

Embora baseados em acoplamento pelo campo magnético, outro problema que se pode considerar é o efeito que a radiação eletromagnética residual poderá causar nos seres vivos. Embora existam poucos estudos, de acordo com a investigação já realizada os efeitos nos seres vivos parecem ser desprezáveis. De notar que um ser vivo que se interponha entre o emissor e o recetor não dificultará a transmissão, uma vez que as linhas de campo magnético não são afetadas pelas células do ser vivo [1, 10].

## 2.7 Aplicações

Esta tecnologia é promissora e com potencial para proporcionar uma melhor qualidade de vida. Pode ser aplicada de diversas formas: a potência pode ser enviada diretamente para o dispositivo poder utilizá-la sem a necessidade de bateria [1]. Como por exemplo controlos remotos de televisão, entre outros dispositivos; ou pode ser aplicada de modo a carregar automaticamente baterias, como por exemplo: telemóveis, veículos elétricos, entre outros. Mais especificamente com o propósito de carregamento de *AUVs*, como proposto nesta dissertação.

## 2.8 Modelo equivalente bobines

Nesta secção será apresentado o modelo e respetivas equações de forma a permitir o seu dimensionamento. Em seguida, na figura 2.7 está representado o modelo equivalente de uma bobine para altas frequências [3].

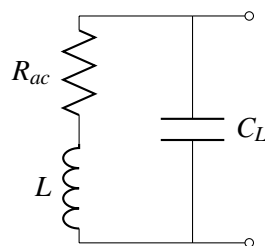


Figura 2.7: Modelo equivalente da bobine para altas frequência

Este modelo é constituído por uma bobine ideal em série com uma resistência, e um condensador em paralelo com os dois elementos anteriores, como se pode observar na figura 2.7. Portanto serão apresentadas nesta secção formas de calcular cada um dos elementos através das dimensões físicas da bobine.

### 2.8.1 Indutância

Para calcular a indutância de uma bobine assume-se que o diâmetro de secção do fio é zero, não há espaçamento entre as espiras e que o campo magnético é uniforme em todo o seu comprimento. Assim sendo, a indutância pode ser calculada da seguinte forma, [3]:

$$L_s = \frac{\mu \pi D^2 N^2}{4h} \quad (2.13)$$

Na equação (2.13)  $\mu$  é a permeabilidade do meio presente no núcleo da bobine,  $D$  o diâmetro da bobine,  $N$  o número de espiras e  $h$  é o comprimento do solenóide. Este é um modelo ideal, ao qual foram sendo introduzidas correções.

#### 2.8.1.1 Correção de Nagoaka

Nagoaka introduziu em 1909 um coeficiente conhecido como constante de Nagoaka,  $k_L$ :

$$L_s = \frac{\mu \pi D^2 N^2}{4h} k_L \quad (2.14)$$

Esta constante permite corrigir a não uniformidade do campo magnético, [3]. Esta depende exclusivamente da relação  $h/D$ , do solenóide em questão. Pode-se observar no gráfico 2.8 o valor da constante em função da relação comprimento diâmetro,  $h/D$ , [11].

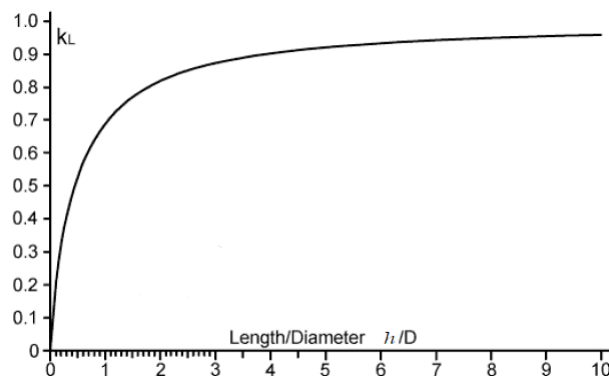


Figura 2.8: Costante de Nagoaka em função da relação comprimento/diâmetro, adaptado de [11]

Observa-se que quando a relação  $h/D$  é menor que 2 há uma variação muito grande no valor da constante. Quando  $h \gg D$  a constante pode ser ignorada, pois o seu valor é próximo da unidade.

Richard Lundin publicou expressões analíticas para esta constante, uma para bobines de curtas ( $h \leq D$ ) e outra para bobines longas ( $h > D$ ). Estas expressões aproximam muito bem os resultados obtidos por Nagoaka. No máximo o erro atinge os  $\pm 0.0003\%$  [11].

Para  $(h \leq D)$  a constante da Nagoaka é dada por:

$$k_L \approx \frac{\left[ \ln(4D/h) - \frac{1}{2} \right] \left[ 1 + 0.383901 (h/D)^2 + 0.017108 (h/D)^4 \right]}{1 + 0.258952 (h/D)^2} + 0.093842 (h/D)^2 + 0.002029 (h/D)^4 - 0.000801 (h/D)^6 \quad (2.15)$$

Para  $(h > D)$  constante é dada por:

$$k_L \approx \frac{1 + 0.383901 (D/h)^2 + 0.017108 (D/h)^4}{1 + 0.258952 (D/h)^2} - \frac{4 (D/h)}{3\pi} \quad (2.16)$$

[11] apresenta o erro em partes por milhão como se pode observar na figura 2.9:

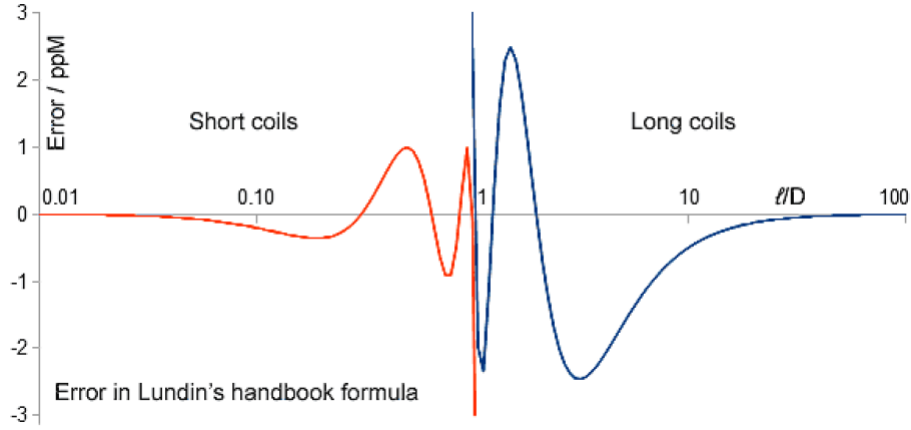


Figura 2.9: Erro da aproximação da constante de Nagoaka proposta por Richard Lundin, [11]

Constata-se na figura 2.9 que o erro é maior quando  $h/D$  é aproximadamente 1. Mesmo o valor máximo para o erro é mínimo e pode ser desprezado. Ao longo dos anos foram aparecendo também outras aproximações com um erro baixo como se pode observar na figura 2.10 e cujas fórmulas podem ser encontradas em [11].



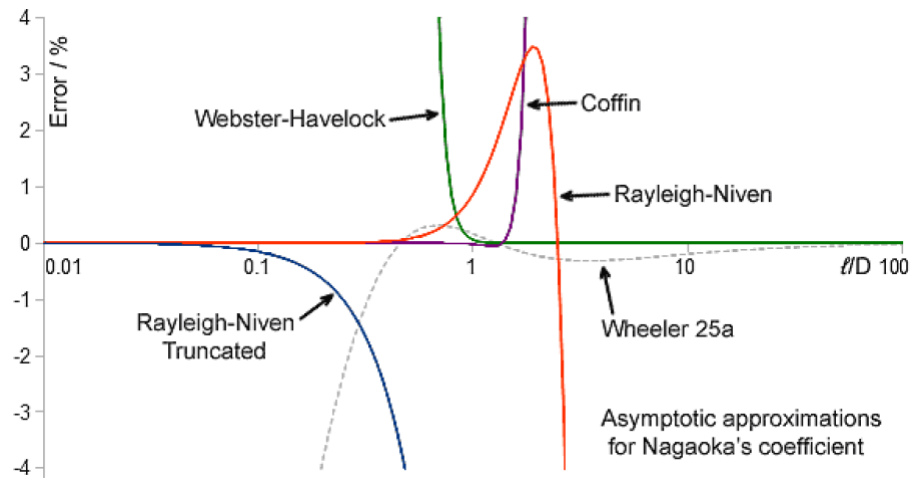


Figura 2.10: Erros da aproximação da constante de Nagaoka propostas por vários autores, [11]

### 2.8.1.2 Correção de Rosa

Estas correções,  $k_s$  e  $k_m$ , foram introduzidas por E. B. Rosa.  $k_s$  é introduzido para considerar o espaçamento entre espiras e  $k_m$  serve para considerar a indutância mútua entre duas espiras.

$$k_s = \frac{3}{2} - \ln\left(\frac{p}{a}\right) \quad (2.17)$$

Em que  $p$  é o espaçamento entre espiras e  $a$  é o raio de secção do fio.

$$k_m = \ln(2\pi) - \frac{3}{2} - \frac{\ln(N)}{6N} - \frac{0.33084236}{N} - \frac{1}{120N^3} + \frac{1}{504N^5} - \frac{0.0011923}{N^7} + \frac{0.0005068}{N^9} \quad (2.18)$$

Assim a expressão da indutância fica:

$$L = L_s - \frac{\mu ND}{2}(k_s + k_m) \quad (2.19)$$

### 2.8.1.3 Variação do Diâmetro

O diâmetro efetivo da bobine varia com a frequência de operação. Quanto maior for a frequência de operação mais os elétrons viajam na periferia do fio. Expressões semi-empíricas mostram a

variação do diâmetro com a frequência:

$$\begin{aligned}
 D_0 &= D_a \left( 1 - \left( \frac{2a}{D_a} \right)^2 \right) \\
 D_{min} &= D_a - 2a + \frac{4a}{n} \\
 D_\infty &= \frac{D_0 + \frac{2D_{min}}{\frac{p}{2a}-1}}{1 + \frac{2}{\frac{p}{2a}-1}} \\
 \delta_i &= \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_0}} \\
 z &= \frac{a}{2.552 \delta_i} \\
 y &= \frac{0.0239}{\left( 1 + 1.67 (z^{0.036} - z^{-0.72})^2 \right)^4} \\
 \Theta &= 2 \delta_i \left( 1 - e^{-\left[ \frac{a}{2 \delta_i} \right]^{3.8}} \right)^{\frac{1}{3.8}} \\
 D &= \Theta (D_0 - D_\infty) + D_\infty
 \end{aligned} \tag{2.20}$$

Aplicando as expressões consegue-se chegar ao valor do diâmetro efetivo, o qual varia com a frequência. Na equações,  $D_\infty$  é o diâmetro do fio a muito alta frequência,  $D_{min}$  é o mínimo absoluto do diâmetro efetivo da bobine,  $\rho$  é a resistividade do material,  $f$  é a frequência de operação e  $\delta_i$  é o efeito pelicular. O efeito peculiar pode ser contabilizado através da indutância interna [3]:

$$L_i = \frac{\mu_0 \delta_i}{4 \pi a} \left( 1 - e^{-\left[ \frac{a}{2 \delta_i} \right]^{3.8}} \right)^{\frac{1}{3.8}} (1 - y) l \tag{2.21}$$

Na equação (2.21)  $l$  representa o comprimento do fio,  $l = \sqrt{(\pi n D)^2 + h^2}$ . Finalmente apresenta-se a expressão utilizada para calcular a indutância total da bobine:

$$L = L_s - \frac{\mu N D}{2} (k_s + k_m) + L_i \tag{2.22}$$

## 2.8.2 Capacidade

### 2.8.2.1 Fórmula de Medhurst

Outro elemento que está presente no modelo e também depende das dimensões físicas da bobine é a capacidade. O primeiro a estudar este problema foi R.G. Medhurst tendo apresentado uma fórmula que era válida somente em núcleos de poliéster, mas mais tarde foi alterada para incluir caso geral.

Em [12] propõe a seguinte expressão:

$$C_L = \frac{4\epsilon_0\epsilon_{rx}h}{\pi(\cos(\psi))^2} \left[ 1 + \frac{1}{2}k_c \left( 1 + \frac{\epsilon_{ri}}{\epsilon_{rx}} \right) \right] \quad (2.23)$$

$$k_c = 0.717439 \frac{D}{h} + 0.933048 \left( \frac{D}{h} \right)^{\frac{3}{2}} + 0.106 \left( \frac{D}{h} \right)^2$$

Nas equações (2.23),  $\epsilon_{rx}$  é a permissividade relativa do meio externo da bobine, enquanto que,  $\epsilon_{ri}$  é a permissividade relativa do núcleo do solenóide.

### 2.8.2.2 Fórmula de Palermo

Em 1934 A. J. Palermo publicou uma expressão para modelar a capacidade intrínseca deste modelo,  $C$ .

$$C = \frac{\epsilon_0\pi^2 D}{\text{arccosh}\left(\frac{p}{2a}\right)} \quad (2.24)$$

Mas esta expressão teve que ser corrigida pois esta formula considera que existe uma capacidade da última espira para uma outra que estaria a seguir. Assim sendo:

$$C = \frac{\epsilon_0\pi^2 D(N-1)}{N \text{arccosh}\left(\frac{p}{2a}\right)} \quad (2.25)$$

### 2.8.2.3 Capacidade inter-espira

Outro modelo é apresentado para calcular a capacidade intrínseca de um bobine como se pode retirar em [13], que é baseado no trabalho de Palermo. Neste artigo são apresentadas bobines com *shield*.

O modelo equivalente em altas frequências da bobine em questão é:

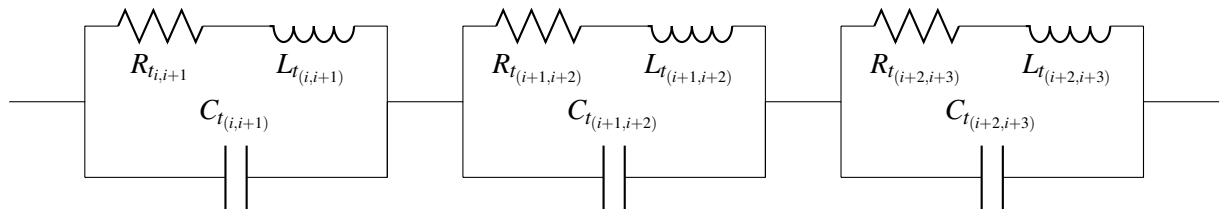


Figura 2.11: Modelo equivalente da bobine para altas frequência

Na figura 2.11 cada bloco é o circuito equivalente de cada espira da bobine. A variável  $i$  representa o número da espira. Como cada elemento é igual para todas as espiras a impedância de

cada um dos blocos é igual. Como estão em série a corrente é a mesma, por isso a queda de tensão é igual. Assim sendo, para tornar este circuito igual ao da figura 2.7, [13]:

$$\begin{aligned} L &= N \cdot L_t \\ R_{ac} &= N \cdot R_t \\ C &= \frac{C_t}{N-1} \end{aligned} \quad (2.26)$$

O valor de  $C_{tt}$  pode ser calculado através da seguinte fórmula, [13, 14]:

$$C_{tt} = \frac{\pi^2 \epsilon D}{\ln \left( \frac{p}{2a} + \sqrt{\left( \frac{p}{2a} \right)^2 - 1} \right)} \quad (2.27)$$

A equação (2.27) só é válida para o caso em que  $p - 2a \gg t$  em que  $t$  é a espessura do revestimento do fio.

Para o caso de não ser possível satisfazer a condição existe uma outra equação:

$$C_{tt} = \frac{\pi^2 \epsilon D}{\ln \left( \frac{p/2a}{(1+t/2a)^{1-1/\epsilon_r}} + \sqrt{\left( \frac{p/2a}{(1+t/2a)^{1-1/\epsilon_r}} \right)^2 - (1+t/2a)^{1-1/\epsilon_r}} \right)} \quad (2.28)$$

Em [13] pode-se observar que os autores fizeram experiências (aproximando um solenóide por uma série de anéis) e compararam resultados teóricos com os práticos e tiveram resultados bastante satisfatórios.

Em conclusão Knight em [12] refere que estas equações estão erradas pois na sua derivação é partido do princípio que um fio da bobine se comporta como dois fios em paralelo. As teorias discutida em 2.8.2.3 e 2.8.2.2 falham, pois aproximam o solenóide a um conjunto de anéis. Assim sendo, estas fórmulas só poderão ser usadas para se obter um valor aproximado da capacidade.

### 2.8.3 Resistência

Em [3] também se discute o valor da resistência  $R_{ac}$ . Esta resistência pode ser decomposta em quatro componentes:  $R_{dc}$ , que depende exclusivamente das características do fio e  $R_r$ , resistência de radiação, que depende da frequência de operação  $f$ , o efeito peculiar,  $\Theta$  e a componente devido ao efeito de proximidade  $\Psi$ . Assim sendo:

$$R_{dc} = \frac{\rho l}{\pi a^2} \quad (2.29)$$

Esta resistência obtém-se em corrente contínua, onde  $\rho$  é a resistividade do material,  $l$  é o comprimento do fio (demonstrado anteriormente) e  $\pi a^2$  é a área da secção.

$$\Theta = \frac{a^2}{2a\delta_i - \delta_i^2} \quad (2.30)$$

$$R_r = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \left( \frac{\pi}{12} N^2 \left( \frac{\omega D}{2c} \right)^4 + \frac{2}{3\pi^2} \left( \frac{\omega h}{c} \right)^2 \right) \quad (2.31)$$

Na equação 2.31,  $\omega$  é a frequência angular de operação  $\omega = 2\pi f$  e  $c$  é a velocidade da luz no vácuo,  $3 \times 10^8 \text{ m/s}$ .

O valor de  $\Psi$  é dado através de uma tabela criada por Medhurst, como se pode observar:

$\begin{matrix} p/2a \\ h/D \end{matrix}$	1	1.111	1.25	1.43	1.66	2	2.5	3.33	5	10
0	5.31	3.73	2.74	2.12	1.74	1.44	1.2	1.16	1.07	1.02
0.2	5.45	3.84	2.83	2.2	1.77	1.48	1.29	1.19	1.08	1.02
0.4	5.65	3.99	2.97	2.28	1.83	1.54	1.33	1.21	1.08	1.03
0.6	5.8	4.11	3.1	2.38	1.89	1.6	1.38	1.22	1.1	1.03
0.8	5.8	4.17	3.2	2.44	1.92	1.64	1.42	1.23	1.1	1.03
1	5.55	4.1	3.17	2.47	1.94	1.67	1.45	1.24	1.1	1.03
2	4.1	3.36	2.74	2.32	1.98	1.74	1.5	1.28	1.13	1.04
4	3.54	3.05	2.6	2.27	2.01	1.78	1.54	1.32	1.15	1.04
6	3.31	2.92	2.6	2.29	2.03	1.8	1.56	1.34	1.16	1.04
8	3.2	2.9	2.62	2.34	2.08	1.81	1.57	1.34	1.165	1.04
10	3.23	2.93	2.65	2.27	2.1	1.83	1.58	1.35	1.17	1.04
$\infty$	3.41	3.11	2.815	2.51	2.22	1.93	1.65	1.395	1.19	1.05

Tabela 2.1: Tabela de coeficientes do fator de proximidade, [3]

Para calcular  $R_{ac}$  para um grande número espiras aplica-se a seguinte fórmula:

$$R_{ac} = R_{dc} \Theta \Psi + R_r \quad (2.32)$$

#### 2.8.4 Indutância mútua

Este conceito foi descoberto por Faraday que, ao fazer variar a corrente de uma bobine, verificou a existência, surgia uma variação de corrente na outra bobine. Este fenómeno acontece quando existem duas indutâncias muito próximas uma da outra,  $L_1$  e  $L_2$ . Quando há uma corrente na primeira bobine irá ser criado um campo magnético. Esse campo magnético atravessará a  $L_2$  induzindo uma corrente e criando uma indutância mútua.

$$M = k\sqrt{L_1 L_2} \quad (2.33)$$

Na equação 2.33  $M$  representa a indutância mútua,  $k$  o coeficiente de acoplamento,  $L_1$  e  $L_2$  as indutâncias da primeira e segunda bobine, respetivamente.

De um ponto de vista de análise de circuitos, o circuito anteriormente descrito pode ser traduzido da seguinte forma, [15]:

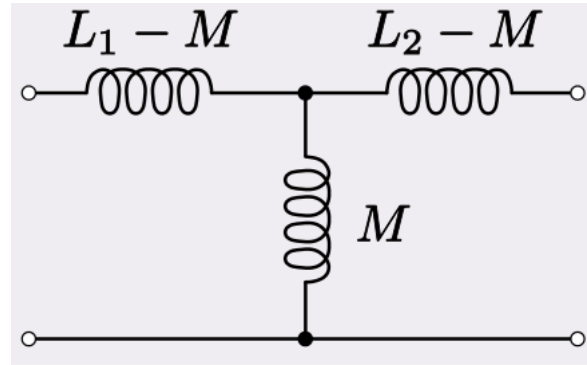


Figura 2.12: Circuito equivalente de indutância mútua, [16]

A indutância mútua também é dada pela equação 2.34 [17].

$$M = \frac{N_2 \Phi_{12}}{I_1} \quad (2.34)$$

A indutância mútua é dada pelo quociente entre o produto do número de espiras de  $L_2$  e o fluxo magnético produzido por  $L_1$  que atravessa  $L_2$  e, a corrente que percorre em  $L_1$ .

O fluxo magnético  $\Phi$ , associado a uma superfície,  $S$ , é definido pela equação 2.35, [17].

$$\Phi = \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} \quad (2.35)$$

Este fluxo magnético produzido pela primeira indutância que atravessa a segunda indutância cria uma diferença de potencial que segue a lei de Faraday, 2.36.

$$\Delta V_2 = -N_2 \frac{d\Phi}{dt} \quad (2.36)$$

A diferença de potencial ligada a uma carga irá gerar uma corrente. Assim, quanto maior for o campo magnético que atravessa uma determina indutância, maior será a corrente induzida.

Analisando as equações também se pode inferir que quanto maior for o número de linhas de campo magnético maior será o coeficiente de acoplamento de duas bobines.

## 2.9 Fator de qualidade

Fator de qualidade é um parâmetro de componentes como bobines e condensadores. Este parâmetro é geralmente descrito como [18]:

$$Q = \omega \frac{\text{Energia guardada}}{\text{Energia média dissipada}} \quad (2.37)$$

Assim sendo o fator de qualidade é uma relação entre a energia que o sistema consegue armazenar e a energia que ele dissipa. Os condensadores e as bobines são elementos que armazenam

energia,  $E = \frac{1}{2}CV_{pk}^2$  e  $E = \frac{1}{2}LI_{pk}^2$ , respetivamente.  $V_{pk}$  e  $I_{pk}$  representam, respetivamente a voltagem e corrente de pico. A energia dissipada num circuito  $RLC$ , como é exemplo o circuito da figura 2.7, é dada pelas perdas na resistência,  $P_{avg} = \frac{1}{2}I_{pk}^2R = \frac{V_{pk}^2}{2R}$ .

Aplicando as expressões anteriores temos que:

$$Q = \omega_0 \frac{LI_{pk}^2/2}{RI_{pk}^2/2} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC} \quad (2.38)$$

Assim podemos concluir que o fator de qualidade do circuito da figura 2.7, para a frequência de ressonância é dado por:

$$Q = \omega_0 \frac{L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC} \quad (2.39)$$

## 2.10 Capacidade

Um condensador é formado por dois materiais condutores separados por um meio dielétrico. Quando uma tensão contínua é imposta nos terminais do condensadores as cargas positivas e negativas separam-se, indo as cargas positivas e negativas para o terminal correspondente. A separação das cargas provoca um campo elétrico. Este mesmo campo elétrico, através da sua direção, orienta as moléculas do dielétrico, por forma a atingir o estado de equilíbrio como se pode observar na figura 2.13, [19].

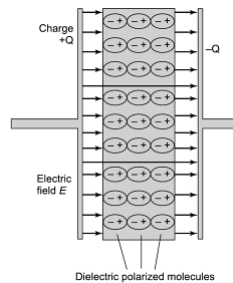


Figura 2.13: Orientação das moléculas de um dielétrico em um condensador, [19]

O valor da capacidade é dada pela seguinte fórmula:

$$C = \frac{Q}{V} \quad (2.40)$$

Na equação 2.40  $C$  representa a capacidade do condensador,  $Q$  a carga presente na superfície do condutor e  $V$  a diferença de potencial entre os condutores, [17]. No caso do condensador ser constituído placas paralelas com a mesma área a capacidade é dada pela seguinte fórmula:

$$C = \epsilon \frac{A}{d} \quad (2.41)$$

Na equação 2.41  $\epsilon$  é a permissividade do meio dielétrico que está entre as placas condutoras,  $A$  é a área de uma placa (supõe-se que elas são iguais) e  $d$  é a distância entre as placas. Numa

implementação prática os componentes não são ideais. Por isso, é necessário a sua modelação. No caso do material não ser um dielétrico perfeito será necessário ter em conta as perdas que são inerentes. *ESR* (*Equivalent series resistance*) é a resistência que permite modelar as perdas do dielétrico. Esta resistência ficará em série com o condensador ideal como se pode observar na figura seguinte:

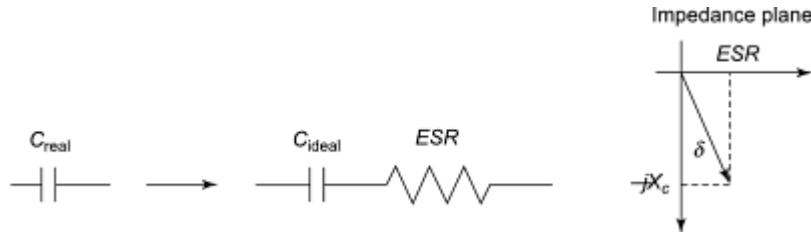


Figura 2.14: Modelo equivalente de um condensador, [19]

O valor da resistência pode ser calculado através da  $\tan(\delta)$  (tangente de perdas) através da seguinte fórmula:

$$ESR = \frac{\omega C}{Q} = \tan(\delta) \cdot \omega C \quad (2.42)$$

Na equação 2.42  $Q$  representa o fator de qualidade do condensador.

Em [20] tira-se que a  $\tan(\delta)$  é dada pela seguinte equação:

$$\tan(\delta) = \frac{\omega \epsilon'' + \sigma}{\omega \epsilon'} \quad (2.43)$$

O termo  $\sigma$  é a condutividade do dielétrico  $\epsilon''$  e  $\epsilon'$  são constantes específicas de cada material, pois são elementos da constante de permissividade do meio [20].

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' \quad (2.44)$$

O elemento  $\epsilon'$  representa a permissividade do material. Já a parte imaginária  $\epsilon''$  é a constante que entra em conta com as perdas por aquecimento devido à vibração dos dipolos, [20].

Por uma questão de simplicidade, os valores apresentados em tabelas são sempre valores relativos,  $\epsilon_r$  à permissividade do vácuo,  $\epsilon_0 = 8.584 \times 10^{-12}$  F/m. Para obter-se a permissividade absoluta de um material,  $\epsilon$  basta multiplicar  $\epsilon_r$  por  $\epsilon_0$ . Analogamente também se aplica a mesma notação às permeabilidades dos meios em que  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$  H/m.

Tabela 2.2: Tabela de constantes físicas

Material	$\epsilon'_r$	$\mu_r$	$\sigma$ (S/m)	$\epsilon''_r$
Ar	1.0006	1.0000004	0	0
Água destilada	81	0.999991	0.0002	0
Água	81	0.999991	0.01	0
Água salgada	81	0.999991	4	0

Os valores da tabela 2.2 foram retirados do software *ANSYS HFSS*.



## Capítulo 3

# Projeto do Sistema

### 3.1 Introdução

Neste capítulo será feito o projeto das bobines que constituirão o sistema. Primeiramente será feito um levantamento de requisitos para seguidamente se avançar para o dimensionamento de um sistema do tipo *Coupled Magnetic Ressonant*.

### 3.2 Levantamento de requisitos

Com o intuito de se dimensionar o sistema, iniciou-se um levantamento de requisitos para as bobines:

<b>Frequência de operação</b>	até 30 MHz
<b>Comprimento</b>	até 15 cm
<b>Diâmetro</b>	20 cm

Tabela 3.1: Requisitos do sistema

A frequência do sinal teria que ser até 30 MHz pois o amplificador que está disponível só opera até essa frequência. O comprimento da bobine e o diâmetro da mesma tem que ser 15 cm e 20 cm, respetivamente, pois estas são as dimensões dos módulos e é o diâmetro externo do AUV em questão, figura 3.1.

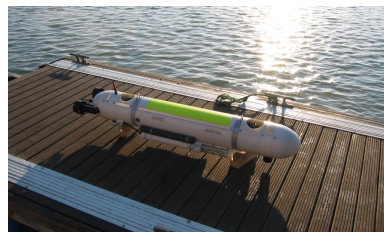


Figura 3.1: AUV do qual os requisitos foram levantados

### 3.3 Conceção do sistema

Como se referiu anteriormente, o sistema que vai ser aplicado é o *Coupled Magnetic Resonant*. Isto significa que o sistema terá duas *loops* e dois solenóides. Numa *loop* estará ligada a *source* e, na outra, estará conectada a bateria do AUV de modo a carregá-lo. O sistema pode ser visualizado na figura 3.2.

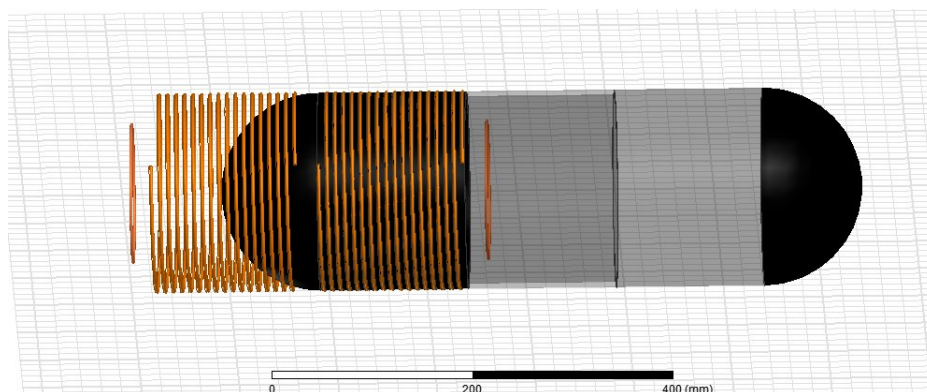
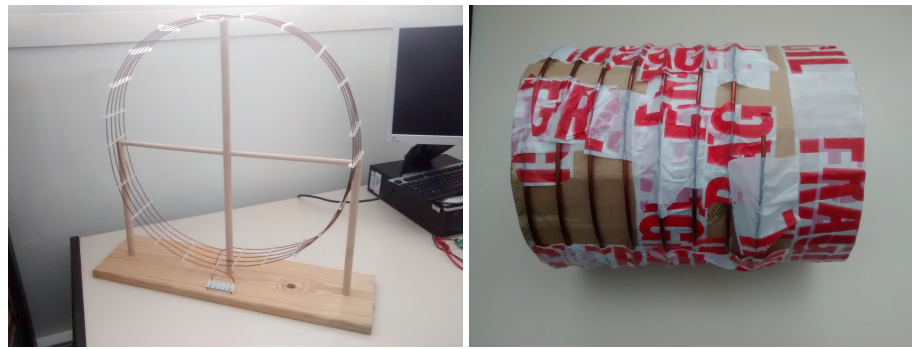


Figura 3.2: Desenho do sistema a projetar

Na figura 3.2 o que se encontra a negro representa o AUV e o que se encontra a laranja é o fio de cobre. O sistema desenhado tem o intuito de mostrar o que acontece quando o AUV vai para a estação. A *loop*, que está fora do AUV, designada por  $L_{TX}$ , terá a fonte ligada a si. Em seguida, temos um solenóide, designado por  $S_{TX}$ , no qual o AUV terá que colocar o nariz de maneira a se aproximar o mais possível da bobine que está nele, que se designa por  $S_{RX}$ . Finalmente, é possível observar que está uma *loop* dentro do AUV que será chamada de  $L_{RX}$ . Para este sistema funcionar, as bobinas  $S_{TX}$  e  $S_{RX}$  têm que ter a mesma frequência de ressonância. Para que isto possa acontecer, o melhor método é o uso de bobines iguais e que tenham o mesmo meio. Diferentes meios, diferentes constantes de permeabilidade/permitividade e diferentes indutâncias/capacidades levariam a uma diferente frequência de ressonância. O AUV está dividido em módulos de 15 cm, sendo que o primeiro módulo contém água dentro de si. Importa acrescentar que na figura não se consegue observar o rasgo que foi executado para que fosse possível segurar o fio da bobine  $S_{RX}$ . Visto que o primeiro módulo do AUV tem água na bobine  $S_{TX}$ , o meio do núcleo será de natureza aquosa (desprezando o revestimento do núcleo). É ainda relevante mencionar que, se se observar bem a imagem,  $L_{RX}$  está num outro módulo que terá que ser ar, uma vez que estará na parte eletrónica do AUV. Uma desvantagem deste sistema é o facto de os solenóides terem que estar um pouco afastados, o que provocará perdas significativas.

### 3.4 Verificação das fórmulas

Antes de se realizar o dimensionamento optou-se por se fazer a verificação das fórmulas com duas bobines, sendo que a bobine A está presente na figura 3.3a e a B na figura 3.3b.



(a) Bobine A

(b) Bobine B

Figura 3.3: Bobines para verificação das fórmulas apresentadas em no capítulo 2.

Estas bobines têm os seguintes parâmetros físicos:

	Bobine A	Bobine B
Espiras ( <b>N</b> )	5	7.75
Raio de secção do fio ( <b>a</b> )	1.05 mm	1.5 mm
Diâmetro ( <b>D</b> )	56 cm	18 cm
Espaçamento entre espiras ( <b>p</b> )	2.3 cm	2.3 cm
Comprimento ( <b>h</b> )	11.5 cm	17.825 cm

Tabela 3.2: Parâmetros físicos das bobines A e B

### 3.5 Cálculos teóricos

Com os parâmetros físicos criou-se um *script* **MatLAB**, no anexo A para que se pudesse calcular os valores dos elementos RLC que as bobines representam a altas frequências.

	A	B
$L$ ( $\mu\text{H}$ )	24.278	8.2528
$C$ Medhurst (pF)	22.105	5.6344
$f_r$ Medhurst (MHz)	6.870	23.340
$Q$ Medhurst	1117	1490.9
$C$ interturn (pF)	3.9643	0.85453
$f_r$ interturn (MHz)	16.223	59.932
$Q$ interturn	1493.7	972.4
$C$ Palermo (pF)	12.686	5.0238
$f_r$ Palermo (MHz)	9.069	24.717
$Q$ Palermo	1265.9	1493.4

Tabela 3.3: Valores teóricos calculados das bobines A e B

### 3.6 Validação prática

Para a confirmação dos valores obtidos na secção 3.5 é necessário recorrer à parte prática. Sabe-se que a frequência de ressonância de um circuito RLC é  $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ . Sabe-se, igualmente, que a frequência de ressonância é dada pelo pico da magnitude de  $S_{21}$ . Se se adicionar um condensador, cujo valor da sua capacidade é conhecido, em paralelo com o solenóide,  $f_r$  passa a ser calculado da seguinte forma:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L(C + C_{ext})}} \quad (3.1)$$

Assim, se a frequência de ressonância for calculada para duas capacidades externas diferentes, obtêm-se duas equações a duas incógnitas, formando assim um sistema:

$$\begin{cases} f_{r1} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L(C + C_{ext1})}} \\ f_{r2} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L(C + C_{ext2})}} \end{cases} \quad (3.2)$$

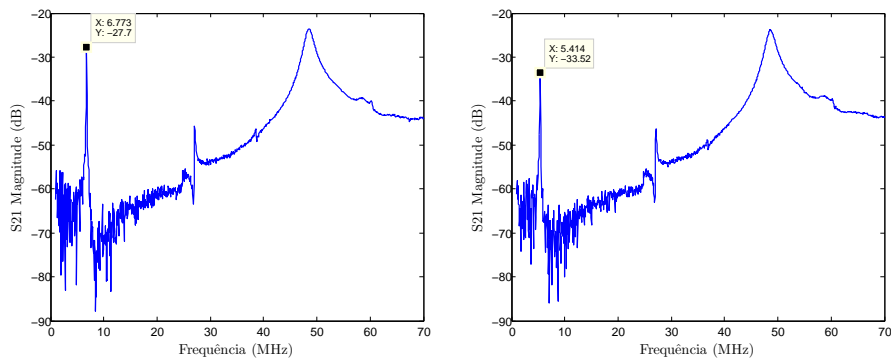
Resolvendo o sistema 3.2 em ordem a  $L$  e  $C$  tem-se o seguinte:

$$L = \frac{f_{r1}^2 - f_{r2}^2}{4\pi^2 f_{r1}^2 f_{r2}^2 (C_{ext2} - C_{ext1})} \quad (3.3)$$

$$C = \frac{f_{r2}^2 C_{ext2} - f_{r1}^2 C_{ext1}}{f_{r1}^2 - f_{r2}^2} \quad (3.4)$$

Deste modo, tirando partido desta propriedade, foram escolhidos dois condensadores cerâmicos para  $C_{ext1}$  e  $C_{ext2}$ , 10 pF e 22 pF, respetivamente.

Para a bobine A obtiveram-se as seguintes medições no VNA.

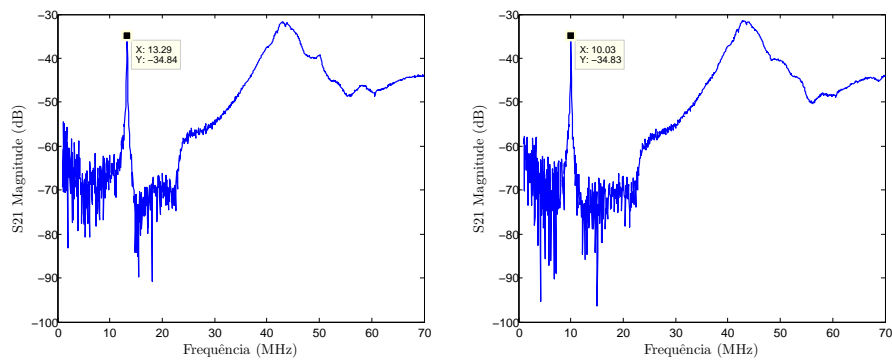


(a)  $S_{21}$  da bobine A com um condensador de 10 pF (b)  $S_{21}$  da bobine A com um condensador de 22 pF

Figura 3.4:  $S_{21}$  das bobines com condensadores externos

Como se pode observar pelas figuras 3.4a e 3.4b as frequências de ressonância da bobine A, obtidas para cada condensador, 10 pF e 22 pF, são 6.773 MHz e 5.414 MHz.

Já para a Bobine B obtiveram-se os seguintes gráficos:



(a)  $S_{21}$  da bobine B com um condensador de 10 pF (b)  $S_{21}$  da bobine B com um condensador de 22 pF

Figura 3.5:  $S_{21}$  das bobines com condensadores externos

Para a Bobine B obtiveram-se 13.29 MHz e 10.03 MHz como frequências de ressonância.

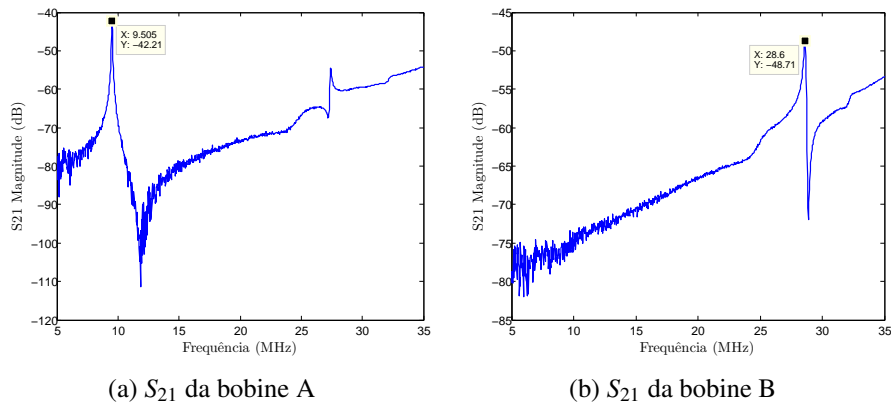
É então possível a retirada dos valores de  $L$  e  $C$  para cada bobine, aplicado as fórmulas 3.3 e 3.4, resultados esses que estão apresentados na tabela 3.4:

	<b>A</b>	<b>B</b>
$L$ ( $\mu\text{H}$ )	26.000	9.0314
$C$ (pF)	11.237	5.8795
$f_r$ (MHz)	9.3111	21.841

Tabela 3.4: Valores experimentais das bobines A e B

Para a bobine A é visível que o valor de  $L$ , calculado teoricamente, é muito próximo do obtido experimentalmente. Porém, é possível observar que no caso da capacidade a discrepância é maior, e que a fórmula de Palermo ser a que é a aquela em que se obtém melhores resultados. Observa-se uma diferença de 300 kHz entre a frequência de ressonância teórica e experimental.

Na bobine B pode-se observar que a indutância calculada teoricamente também é validada experimentalmente. A capacidade, também não é a correta; todavia, a que continua mais próxima do valor correto é, novamente, a fórmula de Palermo. De notar aqui que o erro nesta bobine é maior.

Figura 3.6:  $S_{21}$  das bobines

É possível visualizar, que nas figuras 3.6a e 3.6b, a medição direta (sem recorrer a capacidades externas) da frequência de ressonância das bobines A e B é de 9.505 MHz e 28.6 MHz, respetivamente. A bobine A corresponde aos valores medidos enquanto que a bobine B teve um desvio bastante largo. Uma razão pela qual isto sucedeu deve-se ao facto quando do processo de medição introduzir capacidades adicionais no sistema.

Outro valor que se pode obter através do gráfico anterior é a largura de banda a 3 dB,  $BW$  que para a bobine A é 0.06 MHz e para a bobine B é 0.2 MHz. Este valor permite-nos medir o fator de qualidade das bobines em questão através da fórmula:

$$Q = \frac{f_0}{BW} \quad (3.5)$$

Assim sendo, os fatores de qualidade para as bobines A e B são: 158.4 e 143. Pode-se observar que os valores obtidos teoricamente são muito maiores que os experimentais.

### 3.7 Validação por simulação

Para a simular usou-se o *software HFSS*, por isso desenhou-se os seguintes modelos:

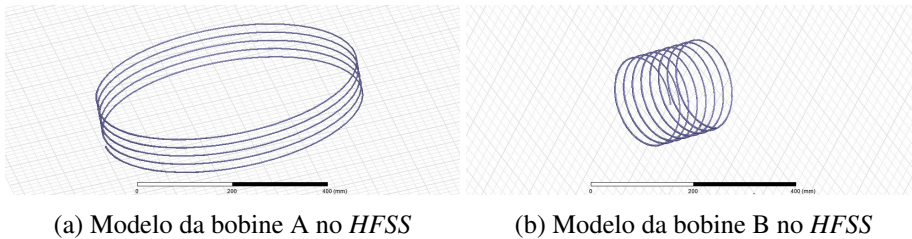


Figura 3.7: Modelo das bobines a simular.

Através da simulação consegue-se obter os parâmetros  $Z$  (impedância) das bobines em questão:

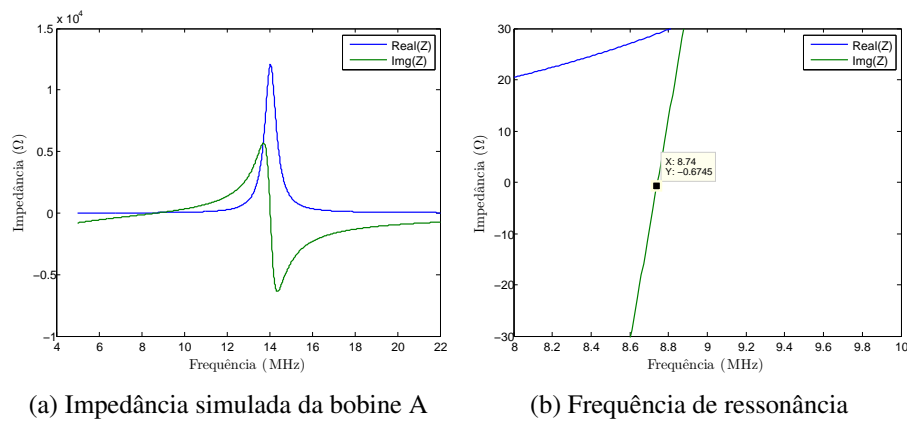


Figura 3.8: Impedância simulada da bobine A

A figura 3.8 representa a parte real e imaginária da impedância da bobine obtida por simulação. A figura 3.8b apresenta um detalhe da curva na zona da frequência de ressonância onde a parte imaginária é zero. Ao medir-se diretamente a frequência de ressonância obteve-se 9.5 MHz e por simulação, aproximadamente 8.7 MHz. Conclui-se que os valores obtidos na simulação, para este caso, é um pouco díspar do obtido experimentalmente.

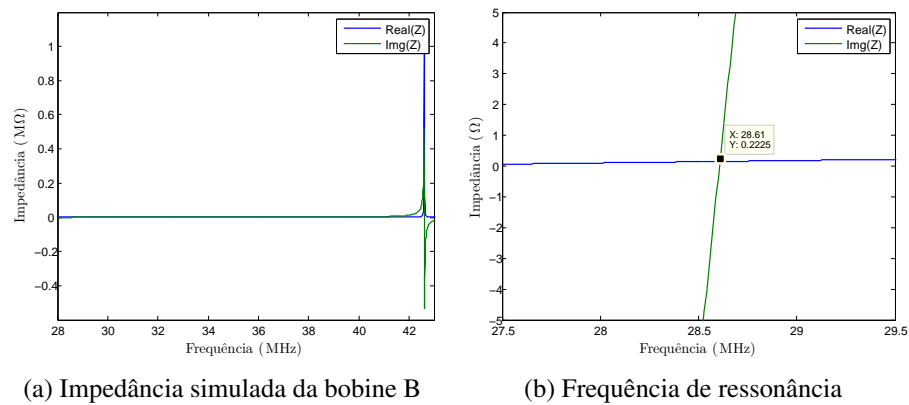


Figura 3.9: Impedância simulada da bobine B

A figura 3.9 apresenta a impedância da bobine B obtido por simulação. Medindo diretamente a frequência de ressonância desta bobine obtém-se 28.6 MHz, como se pode visualizar na figura 3.6b; por simulação obteve-se 28.61 MHz. Assim, para este caso constata-se que os valores da frequência de ressonância simulado e experimental são próximos entre si.

### 3.8 Dimensionamento

Após a verificação do funcionamento das fórmulas, começou-se por dimensionar as bobinas para posteriormente as produzir. Verificou-se que as a fórmulas para calcular a indutância estavam corretas. Porém, a dificuldade fez-se sentir aquando do cálculo da capacidade presente no solenóide. Apesar de a fórmula que melhor funcionou na verificação ter sido a de Palermo, para este

dimensionamento recorreu-se à fórmula de Medhurst; esta escolha deveu-se ao facto de esta ser a fórmula mais conhecida e mais usada para o dimensionamento destes elementos.

### 3.8.1 Primeira bobine

Para se dimensionar esta bobine para o *AUV*, sabe-se que o diâmetro da mesma tem que ter 20 cm. O objetivo é então a maximização do fator de qualidade. Este, é diretamente proporcional à frequência e à indutância, ou seja, quanto maior for a frequência ou a indutância, maior será o seu valor. Por outro lado é inversamente proporcional à resistência. Assim sendo, o intuito é a maximização da indutância e a diminuição da resistência.

Pode-se afirmar então que o comprimento da bobine será o máximo possível, 15 cm. Apesar de o valor da indutância ser inversamente proporcional ao seu comprimento. A indutância é diretamente proporcional ao quadro do número de espiras. Como o número de espiras tem maior relevância devido à sua evolução quadrática, quanto mais comprimento tiver, maior poderá ser o número de espiras. Assim sendo, opta-se pelo comprimento máximo para se ter o maior número de espiras. Outra razão para maximizar o comprimento da bobine é a constante de Nagoaka; quanto maior for o comprimento da bobine, maior será esta constante. Devido ao aumento desta haverá um aumento da indutância. Deste modo, só nos resta dimensionar um parâmetro físico da bobine, o número de espiras ou o espaçamento entre elas. Este dois parâmetros obtêm-se um através do outro, visto que  $h = p \cdot N$ . Portanto, elaborou-se um gráfico em que, através dos parâmetros definidos, se obtém o fator de qualidade,  $Q$ , em função do número de espiras (Figura 3.12).

Para se obter este gráfico fez-se um *fitting* do coeficiente de proximidade,  $\Psi$ , pois o seu valor é obtido através da tabela 2.1. Esta dá-nos o valor de  $\Psi$  em função de  $h/D$  e de  $p/2a$ . Três destes parâmetros já estão determinados, portanto, já temos uma variável definida.  $h$  e  $D$  são 0.15 e 0.2, respetivamente, o que resulta em um  $h/D$  de 0.75. O valor tabelado mais próximo deste é 0.8. Desta forma, reduziu-se uma tabela a uma linha da mesma. Ajustou-se os valores, resultando daí o gráfico da figura 3.10.



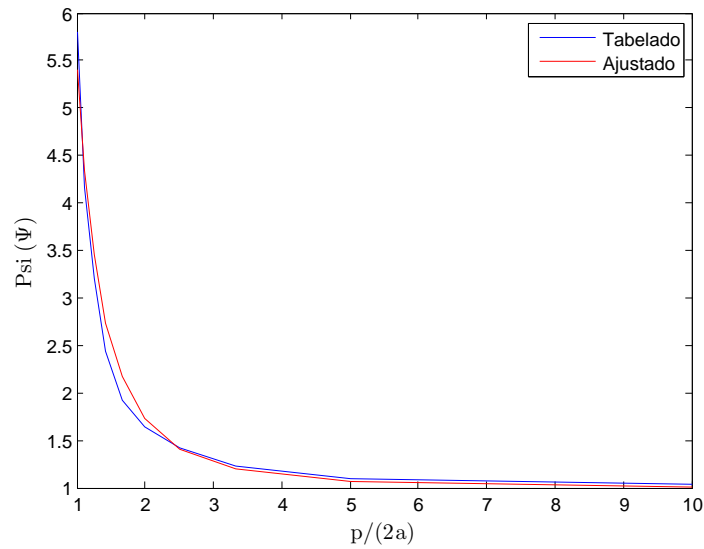


Figura 3.10: Valores de  $\Psi$ , sendo  $h/D = 0.75$

No gráfico 3.10 podem observar-se duas funções do fator de proximidade. Os valores tabelados e uma função ajustada. Ao criar um gráfico dos valores tabelados inferiu-se que este tem uma evolução de hipérbole e, após várias alterações aos valores em jeito de experiência, observou-se que a função que mais se adequa à curva tabelada é a função representada a vermelho na figura 3.10.

$$\Psi \Big|_{\frac{h}{D}=0.75} \approx \left( \frac{4.4}{\frac{p}{2a}} \right)^{2.6} + 1 \quad (3.6)$$

Como a equação 3.6 é uma aproximação, tem um erro associado; por isso, na figura, está apresentada a percentagem de erro que esta fórmula apresenta.

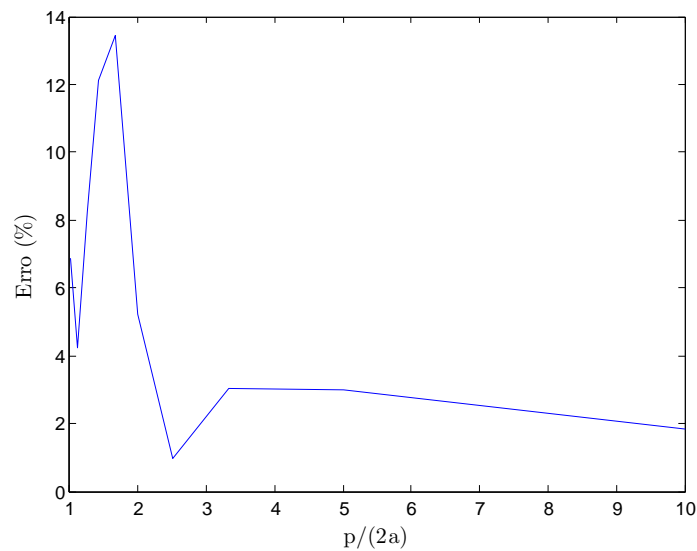


Figura 3.11: Erro em função de  $p/2a$

É então constatável que o erro nunca é superior a 14 %. Para  $p/2a$  igual a 3 o erro é aproximadamente 2%.

Feito isto, utilizando o *script*, em anexo obteve-se o gráfico do fator de qualidade em função do número de espiras.

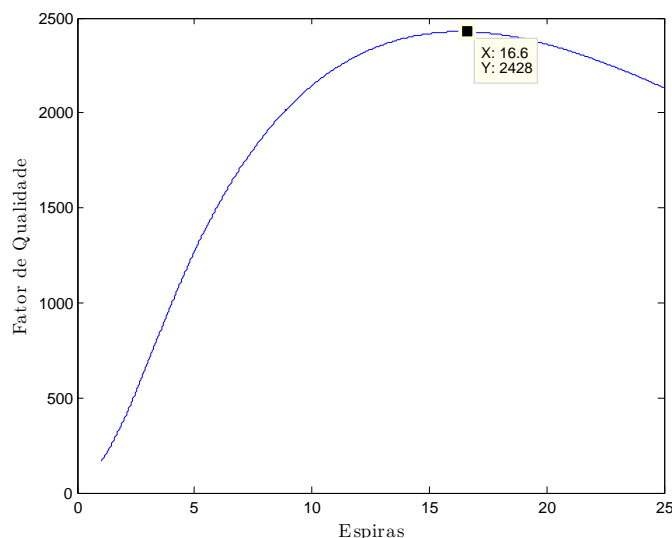


Figura 3.12: Fator de qualidade em função de do número de espiras

Como se pode visualizar através da figura 3.12, o máximo do fator de qualidade ocorre quando o número de espiras é 16.54, tendo um fator de qualidade de 2428.

Por uma questão de simplificação, ao fazer a bobine utilizou-se um número certo de espiras que, neste caso, é 17.

Assim sendo, a bobine tem os parâmetros físicos da bobine aqui projetada, sendo que estes estão presentes na tabela 3.5:

Espiras ( <b>N</b> )	17
Raio de secção do fio ( <b>a</b> )	1.5 mm
Diâmetro ( <b>D</b> )	20 cm
Espaçamento entre espiras ( <b>p</b> )	8.8 mm
Comprimento ( <b>h</b> )	15 cm

Tabela 3.5: Parâmetros físicos da primeira bobine projetada

Ficando com os valores teóricos presentes na tabela 3.6:

$L$ ( $\mu\text{H}$ )	47.277
$C$ Medhurst (pF)	6.0616
$f_r$ Medhurst (MHz)	9.4016
$Q$ Medhurst	2425

Tabela 3.6: Valores teóricos da primeira bobine projetada

Como se pode constatar o fator de qualidade desta bobine não difere muito do máximo que se consegue obter segundo o gráfico 3.12, pelo que o erro não é significativo.

### 3.8.1.1 Verificação por simulação

A simulação será utilizada para verificar se a frequência de ressonância não ultrapassa os 30 MHz.

Desenhou-se então a bobine, com as especificações acima definidas, e executaram-se simulações, obtendo-se os parâmetros Z que estão nas figuras 3.13.

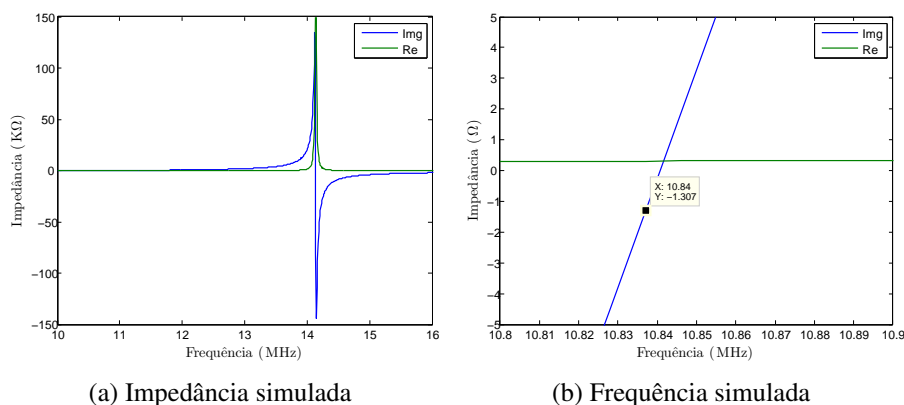


Figura 3.13: Impedância simulada da primeira bobine

Como se pode observar nos gráficos 3.13a e 3.13b a frequência de ressonância simulada para esta bobine é 10.84 MHz. Esta frequência serve-nos, pois permite-nos usar o amplificador que temos ao dispor.

### 3.8.2 Segunda Bobine

Como será explicitado posteriormente, na subsecção 4.2.3, o cobre não pode estar em contacto com a água, e, por essa razão, outra bobine teve que ser dimensionada. Desta vez, como se queria implementar um sistema que transferisse potência debaixo de água (o sistema era para ser demonstrado numa câmara hiperbárica), a bobine tinha que ter um diâmetro inferior a 20 cm. Como era necessária uma solução rápida recorreu-se a tubos de acrílico de 15 cm e 12 cm de diâmetro, ficando assim o núcleo aberto para que água pudesse passar. Assim, a próxima bobine terá um raio de secção de 1.5 mm (pois será aproveitado o fio da primeira bobine), o diâmetro será de 12.3 cm, pois é o diâmetro do cilindro interno, 12 cm mais o diâmetro da secção do fio. O espaçamento será 1.2 cm, porque é muito complicado manter o espaçamento entre espiras constante e, para combater essa dificuldade, recorreu-se a fita de calafetar de 9 mm que, com o diâmetro de secção do fio dá 1.2 cm. O que nos resta definir é o número de espiras e o comprimento da bobine; estes estão diretamente relacionados pois, como referido no dimensionamento da anterior bobine,  $h = N \cdot p$ .

Analogamente ao dimensionamento da bobine anterior teve que se ajustar uma função de  $\Psi$  mas, desta vez, não é em função de  $p/2a$  mas sim em função de  $h/D$ . A variável  $p/2a$  é igual a

4.1. Pode constatar-se que na tabela 2.1 só existem valores tabelados para 3.33 e 5. Optou-se por ajustar para 3.33, pois é o mais próximo de 4.1.

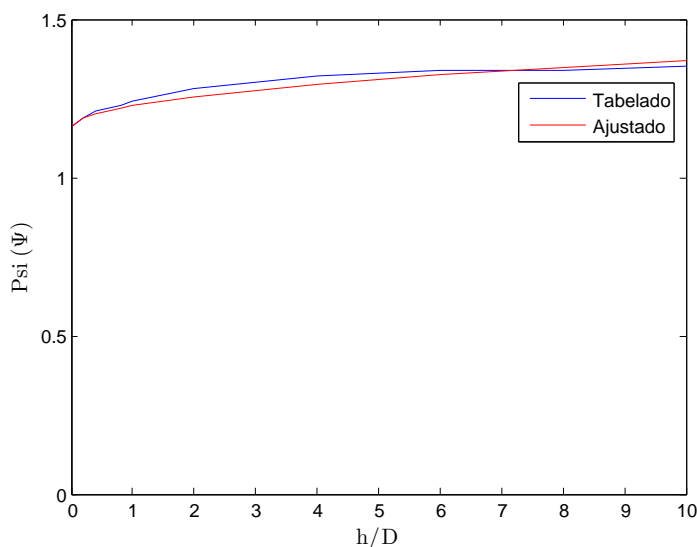
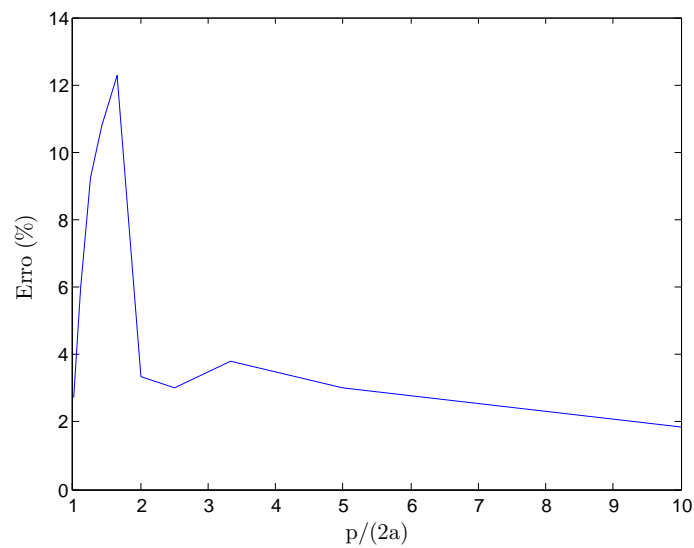


Figura 3.14: Valores de  $\Psi$ , sendo  $p/2a = 3.33$

No gráfico 3.14 observa-se igualmente duas funções: uma corresponde aos valores reais e a outra ao resultado do *fitting*. Observa-se ainda que a curva segue uma dependência com  $\frac{h}{D}$  sob a forma de uma raiz quadrada. Este ajuste foi obtido por tentativa e erro.. A sua expressão está representada na equação 3.7.

$$\Psi \Big|_{\frac{p}{2a}=3.33} \approx \frac{\sqrt{\frac{h}{D}}}{15} + 1.16 \quad (3.7)$$

Como a equação 3.7 é uma aproximação tem um erro associado. Por isso, na figura 3.15 é apresentada a percentagem de erro.

Figura 3.15: Erro em função de  $h/D$ 

Feito isto, manipulando o *script* em anexo consegue-se obter o gráfico que nos dá o fator de qualidade em função do número de espiras.

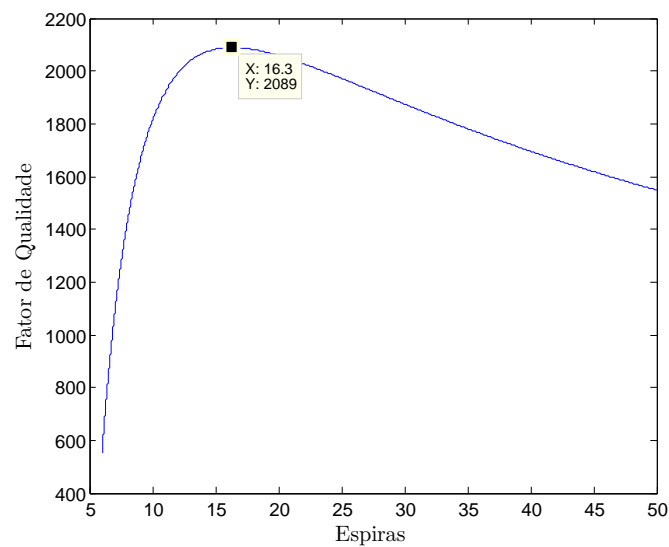


Figura 3.16: Fator de qualidade em função de do número de espiras

Na figura 3.16 verifica-se que o fator de qualidade máximo ocorre quando o número de espiras é igual a 16.3. Porém, optou-se por fazer uma bobine que tivesse 23 espiras, pois seria interessante fazer experiências no segundo modo de ressonância, já que com 16 espiras tal não seria possível.

Deste modo, a bobine projetada tem os parâmetros físicos apresentados na tabela 3.7 e os correspondentes valores teóricos na tabela 3.8.

Espiras ( <b>N</b> )	23
Raio de secção do fio ( <b>a</b> )	1.5 mm
Diâmetro ( <b>D</b> )	12.3 cm
Espaçamento entre espiras ( <b>p</b> )	1.2 cm
Comprimento ( <b>h</b> )	27.6 cm

Tabela 3.7: Parâmetros físicos da segunda bobine dimensionada

$L$ ( $\mu\text{H}$ )	31.210
$C$ Medhurst (pF)	5.0507
$f_r$ Medhurst (MHz)	12.676
$Q$ Medhurst	2010.3

Tabela 3.8: Valores teóricos calculados da segunda bobine

### 3.8.2.1 Verificação por simulação

De seguida simulou-se a bobine projetada:

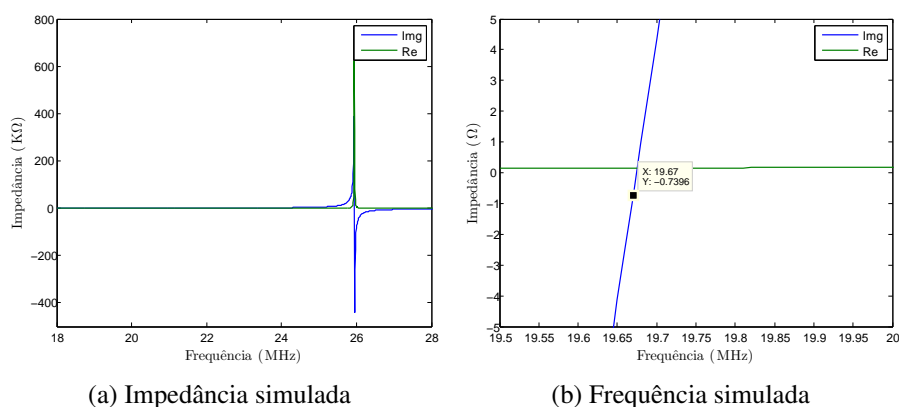


Figura 3.17: Impedância simulada da segunda bobine

Como se pode constatar nos gráficos 3.17a e 3.17b, a frequência de ressonância simulada para esta bobine é 19.6 MHz. Esta frequência serve pois permite usar o amplificador que está ao dispor. Nesta simulação observa-se que a frequência de ressonância teórica difere muito da obtida por simulação.

## 3.9 Conceção alternativa do sistema

Nesta secção discute-se uma conceção alternativa do sistema. Na figura 3.18 está ilustrado o diagrama do sistema de transferência de energia sem fios adaptado ao AUV.

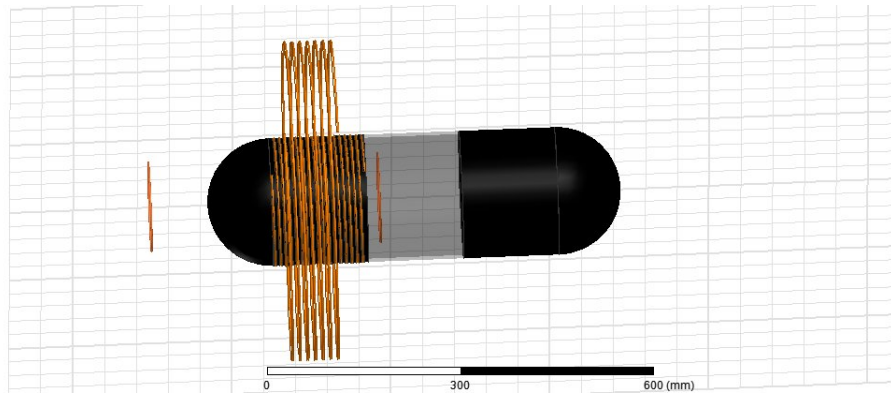


Figura 3.18: Conceção alternativa do sistema

Analogamente ao sistema da figura 3.2, este sistema também tem quatro indutâncias, duas *loops* e dois solenóides. Somente solenóide  $S_{TX}$  é que é alterado. O diâmetro deste é significativamente ampliado para que o solenóide  $S_{RX}$  possa ficar concêntrico este. Desta forma, é eliminado o problema da distância que causa muitas perdas. Ao eliminar o problema da distância desta forma, é criado outro. Não ter dois solenóides iguais implica ter diferentes frequências de ressonância. A dificuldade de projetar este tipo de sistema é que não se sabe exatamente a frequência de ressonância teórica. Porém, sabe-se que a capacidade intrínseca do solenóide é diretamente proporcional ao diâmetro do solenóide. Portanto, se se projetar primeiro o solenóide do AUV e se se obtiver a frequência de ressonância medida experimentalmente, obtém-se a capacidade correspondente. Outra questão que surge ao usar este método é que, ao aumentar o diâmetro, aumenta-se a capacidade e a indutância, ou seja, só se consegue diminuir a frequência de ressonância. Outro fenómeno do qual poderemos tirar partido é o facto de uma estrutura ressonante ter harmónicos; se se projetar a frequência de ressonância de  $S_{TX}$  para metade da frequência de ressonância de  $S_{RX}$ , obrigatoriamente terá uma ressonância à mesma frequência de  $S_{RX}$ .

### 3.10 Conclusão

Neste capítulo foram verificadas, experimentalmente, as fórmulas expostas no capítulo 2 para indutância. Para prever a capacidade, teoricamente, ainda não existe uma formulação correta. Importa afirmar que o fator de qualidade previsto teoricamente é consideravelmente distinto do obtido de forma experimental. Prever a frequência de ressonância por simulação parece ser uma hipótese mas, mesmo assim, a precisão não parece ser suficiente. Assim, depois de dimensionadas, é possível produzir as bobinas de acordo com os parâmetros físicos que estão indicados nas tabelas 3.5 e 3.7 e que terá as características presentes nas tabelas 3.6 e 3.8, respetivamente.





## Capítulo 4

# Implementação Prática

### 4.1 Introdução

O presente capítulo abordará a implementação prática do sistema, isto é, a execução dos componentes constituintes do sistema. Além do referido anteriormente será justificada a necessidade de não poder haver água entre as espiras e de, por isso, haver a necessidade de se encapsular a estrutura.

### 4.2 Fabrico da Primeira bobine

#### 4.2.1 Desenho das réguas

Para se poder enrolar o fio da forma pretendida optou-se pelo método que foi usado na Bobine A. Este método baseia-se no fabrico de umas réguas que assegurarão o espaçamento entre as espiras, como se pode observar na figura 4.1.



Figura 4.1: Régua da bobine A

Como se pode inferir, as réguas são um método que permite garantir o espaçamento dimensionado entre as bobines. Por isso, arranjou-se um tubo *PVC* com o diâmetro correto de 20 cm.

Foi decidido que se usaria 4 réguas para cada bobine.

No total, foram feitas 8 réguas, metade para cada bobine e cada uma foi desenhada individualmente.

A primeira bobine contém 17 espiras, pelo que a primeira régua terá 18 perfurações. Deste modo, tem-se a garantia de que a bobine começa e acaba na mesma régua, assegurando que o número de voltas é inteiro e igual ao número de perfurações menos um.

Para a primeira régua fez-se 18 perfurações, sendo que o espaçamento entre as perfurações é igual ao espaçamento entre espiras projetado que é de 8.82 mm.

Visto que a primeira régua foi desenhada para a bobine começar e acabar nela e tem 18 perfurações, as restantes réguas terão apenas 17, sendo a última perfuração eliminada. Na segunda régua, o fio já percorreu  $\frac{1}{4}$  de espira, ou seja, já percorreu igualmente  $\frac{1}{4}$  de espaçamento. Assim sendo, as perfurações vão estar deslocadas da primeira régua  $\frac{1}{4}$  do espaçamento entre as perfurações, ou seja,  $\frac{8.82}{4} = 2.205$  mm. As perfurações da terceira e quarta réguas também vão estar 2.205 mm deslocadas das perfurações da régua anterior. Na 4.2, é possível observar-se uma das réguas dimensionadas. O diâmetro das perfurações é definido pelo diâmetro de secção do fio de cobre que por lá passará.



Figura 4.2: Exemplo de uma régua desenhada

Deste modo, para se dimensionar este tipo de réguas, para um número inteiro de espiras, é necessário primeiro definir o número de réguas,  $nr$ , que se vai usar (quanto maior for o diâmetro do fio mais réguas serão necessárias para que não haja desvios). Como foi visto no exemplo dado anteriormente, o número de perfurações da primeira régua é dado pelo número de espiras mais

um, cujo objetivo é a bobine começar e terminar na mesma régua. Depois de definida a primeira perfuração, as restantes perfurações serão feitas de forma distanciada do espaçamento da bobine que se quer construir.

As restantes réguas são obtidas a partir da anterior, sendo que o número de perfurações é igual ao número de espiras, visto que da primeira para a segunda régua a última perfuração é eliminada. O deslocamento do espaçamento,  $\Delta p$  é dado pela equação 4.1:

$$\Delta p = \frac{P}{nr} \quad (4.1)$$

Calculado este valor podemos obter a próxima régua deslocando as perfurações da anterior  $\Delta p$ , obtendo assim os desenhos de todas as réguas.

#### 4.2.2 Enrolamento do fio

Depois das réguas dimensionadas e executadas teve que se enrolar o fio. Utilizou-se o tubo de PVC para ter o diâmetro pretendido e juntaram-se então as réguas por ordem. Como não se queria perder a curvatura que o fio adquire quando está armazenado, à medida que se ia desenrolando da bobine de armazenamento, ia se passando o fio pelas perfurações das réguas que estão em volta do tubo de PVC, repetindo este processo até se chegar à última perfuração da primeira régua.

Pode-se observar este processo na figura 4.3:

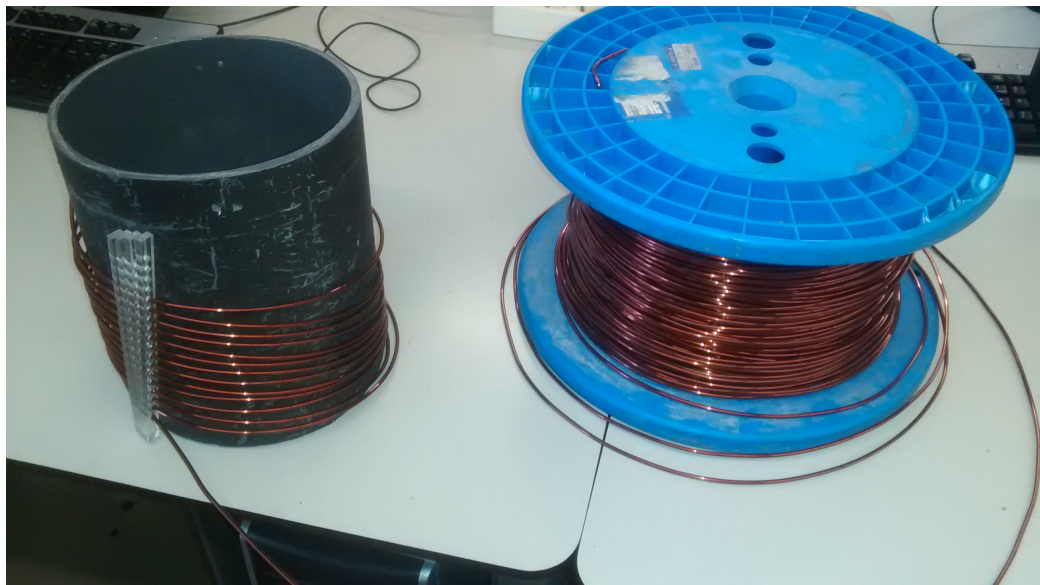


Figura 4.3: Processo de enrolamento

Depois de se fazer passar todo o fio o resultado foi o ilustrado na figura 4.4:

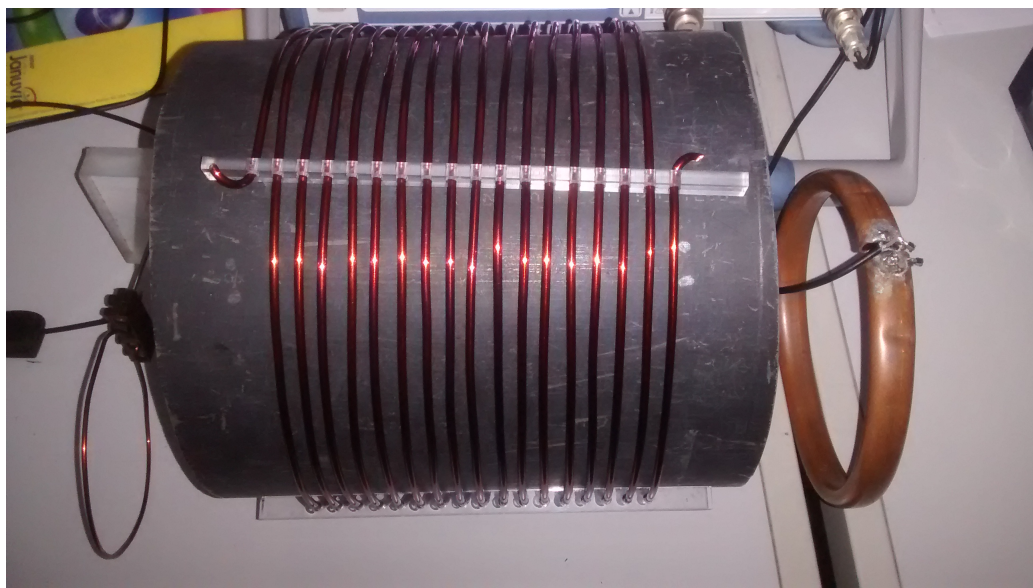


Figura 4.4: Primeira bobine

Na figura 4.4 observa-se o resultado final. Verifica-se igualmente a bobine a começar e a terminar na mesma régua, o que ajuda a perceber o facto de a mesma ter uma perfuração a mais do que o número de espiras. Ao colocar a bobine dentro de água reparou-se que o pico de ressonância desaparecia em vez de simplesmente baixar e perder fator de qualidade; a justificação é apresentada a seguir.

#### 4.2.3 Justificação

Com o objetivo de explicar o comportamento descrito anteriormente, projetou-se uma bobine para fazer algumas experiências, 4.5.



Figura 4.5: Bobine de teste

Como se pode observar na figura:

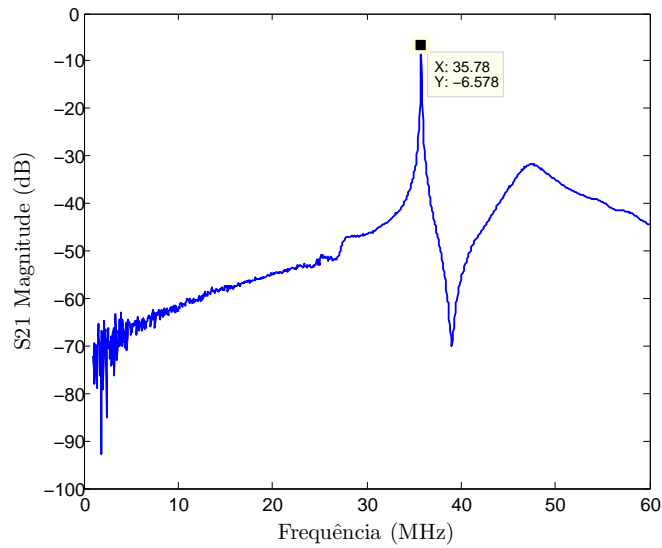


Figura 4.6: Medida de  $S_{21}$  com a bobine de fora de água

Como se pode constatar, a frequência de ressonância no ar, desta bobine, é 35.8 MHz. Ao aproximarmos a bobine da água nota-se que há uma diminuição da frequência de ressonância, como se pode observar na figura 4.7.

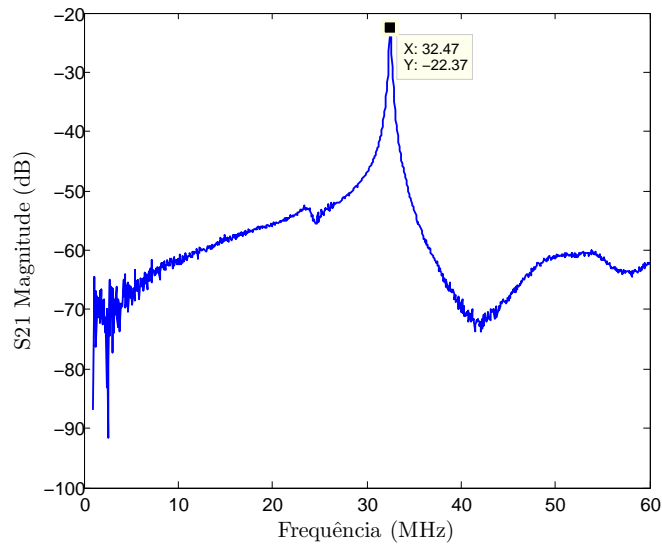


Figura 4.7: Medida de  $S_{21}$  com a bobine imediatamente antes de tocar na água

Na figura 4.7 podemos observar que a frequência de ressonância baixa para 32.53 MHz, o que é principalmente provocado pela variação do valor da capacidade parasita do solenóide; nota-se também um alargamento da largura de banda, o que baixa o fator de qualidade. Uma razão para o fator de qualidade baixar é a presença de um meio condutor entre espiras. Como se viu anteriormente, o principal contribuidor para a capacidade parasita de um solenóide é a capacidade que se forma entre as espiras do solenóide. Como entre as espiras estará um meio condutor, irão



ocorrer perdas que são modeladas por uma resistência em série com o condensador. Assim sendo, a resistência vai aumentar, logo o fator de qualidade irá diminuir.

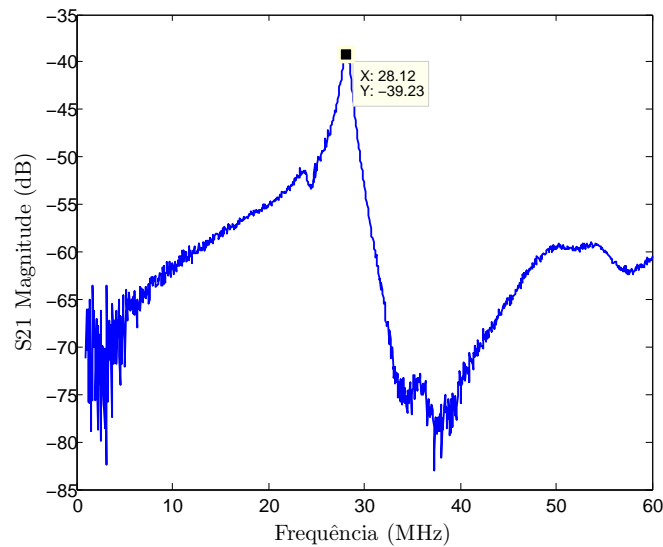


Figura 4.8: Medida de  $S_{21}$  com a bobine a tocar na água

Na figura 4.8 observa-se que a frequência de ressonância diminuiu ainda mais e que o fator de qualidade piorou de igual modo. Desta forma, é seguro dizer que o espaçamento entre espiras não pode ter água e que será necessário isolá-lo deste meio.

#### 4.2.4 Primeiro método

Como foi justificado na subsecção 4.2.3 é necessário que não haja água entre as espiras da bobine. Por isso, para a elaboração de testes, retirou-se o fio das réguas e enrolou-se o mesmo à volta de um tubo de PVC. Aqui, teve que se arranjar uma forma de marcar o espaçamento entre espiras; surgiu então a ideia de planificar o solenóide numa folha A2, como demonstra a figura:

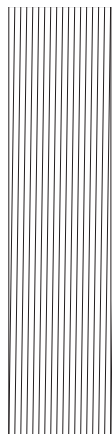


Figura 4.9: Planificação da primeira bobine

Na figura 4.9, é possível observar a planificação da primeira bobine. Pôs-se a planificação à volta do tubo, como se pode verificar na figura 4.10.



Figura 4.10: Tubo *PVC* com a planificação

De seguida, passou-se o x-ato de forma a ficar com a marca do mesmo no tubo de *PVC*, de maneira a ter-se uma marca guia para quando se fosse enrolar o fio. Contudo, depois de passado o x-ato, as marcas não ficaram muito visíveis e foi necessário arranjar outro método.

A ideia seguinte foi o recurso à fita de calafetar, com vista a manter o espaçamento. Aqui, o espaçamento seria alterado de 8.82 mm para 1.2 cm, mas foi a única solução que surgiu.

Enrolou-se então a fita de calafetar à volta dos tubos *PVC* e, consequentemente, enrolou-se o fio de cobre pelos espaços que sobravam entre a fita de calafetar. O que segurava o fio de cobre era a própria tensão que estava a ser aplicada, ficando as bobines da forma que se encontram representadas na figura 4.11

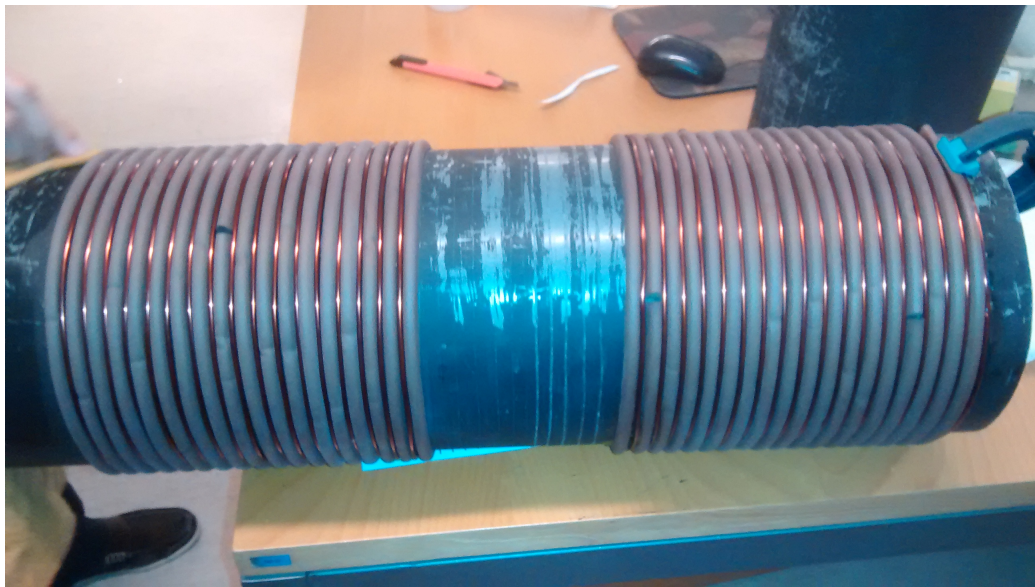


Figura 4.11: Primeira bobine no *PVC* sem isolamento

Como se quis isolar os fios da água envolveu-se o fio em papel de plastificar e prenderam-se as extremidades com fita cola, tendo como resultado a figura 4.12

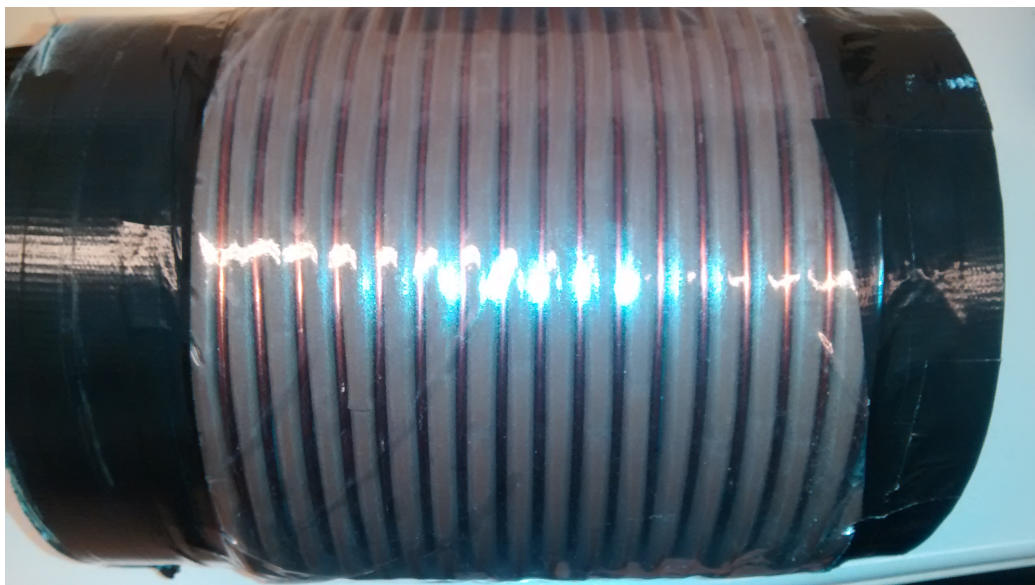


Figura 4.12: Primeira bobine no *PVC* com isolamento

Após este passo, testou-se a possibilidade de haver entrada de água. O teste não foi bem sucedido, pelo que este isolamento não foi eficaz.

#### 4.2.5 Segundo método

Depois de o isolamento descrito na subsecção 4.2.4 ter falhado, foi necessário encontrar outro método. A próxima tentativa passaria por mergulhar a mesma bobine em resina, mais especifi-



camente em resina poliéster, e depois deixá-la secar. Contudo, para isso seria necessário arranjar um molde para manter a resina em forma cilíndrica. O molde fez-se usando cartolina e papel de plastificar.

A figura 4.13 ilustra o molde feito e a sua aplicação na cobertura das espiras.

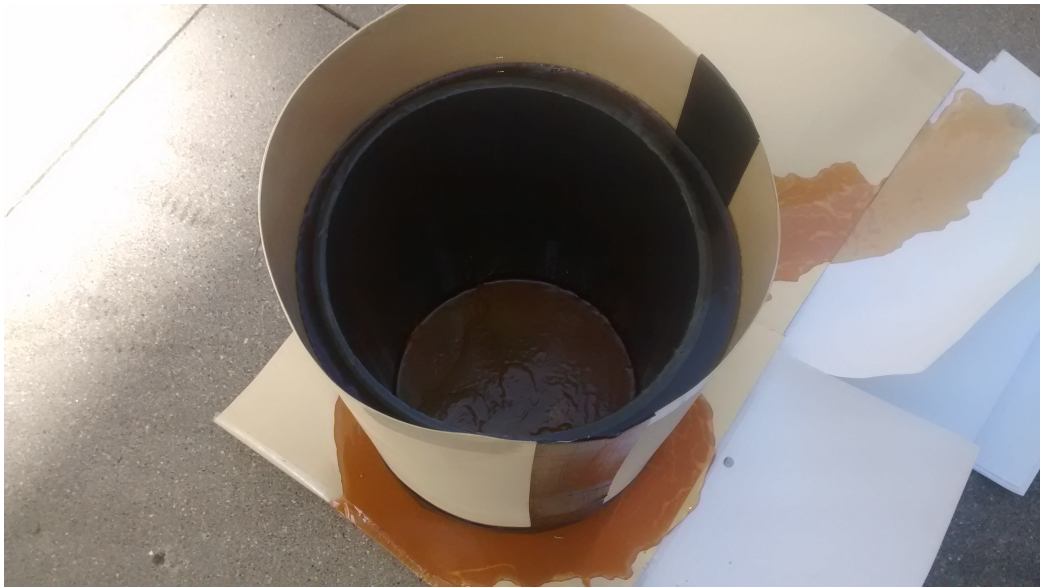


Figura 4.13: Ilustração da bobine imediatamente depois de se aplicar a resina

Depois de se deixar a secar a bobine durante cerca de trinta minutos, retirou-se o molde (cartolina). O resultado final está na figura 4.14

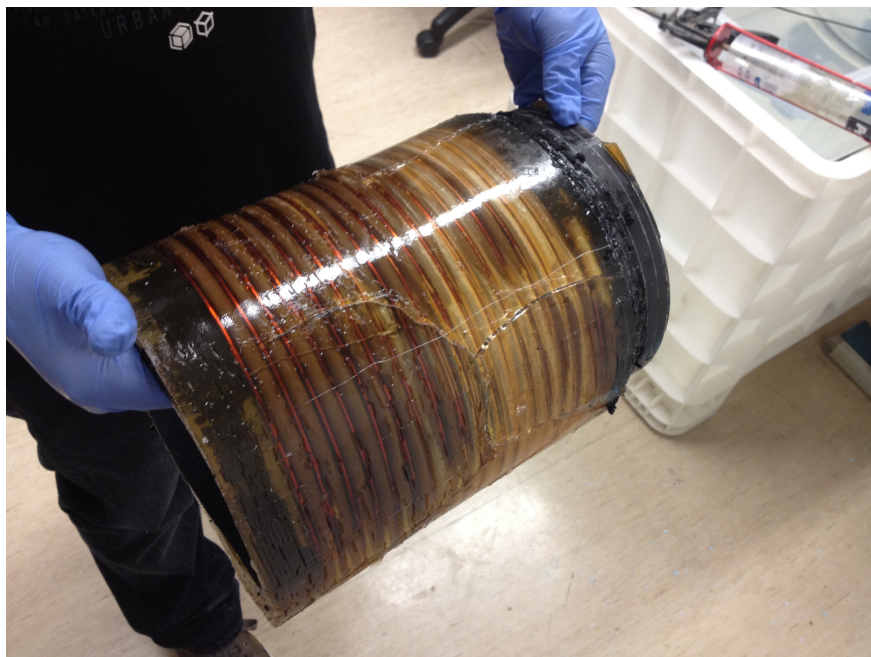


Figura 4.14: Resultado final da primeira bobine coberta com resina

Como se pode constatar, este método não foi eficaz pois a resina secou e estalou, não permitindo assim o isolamento completo da água. A próxima ideia a surgir foi encontrar um cilindro com um diâmetro um pouco maior que 20 cm de modo a que o núcleo ficasse livre; assim só se teria que tapar as extremidades entre os dois cilindros. O problema é que as medidas dos cilindros são estandardizadas, pelo que seria difícil arranjar um cilindro com um diâmetro um pouco maior que 20 cm. Ao visualizar as medidas estandardizadas, os dois cilindros mais próximos que se encontrou foram os de 15 cm e 12 cm. Como também surgiu a oportunidade de demonstrar o trabalho numa feira em que haveria uma câmara hiperbárica de entrada circular, sendo o diâmetro 20 cm, teria que se dimensionar uma nova bobine. A partir daqui, foi dimensionada a segunda bobine.

## 4.3 Fabrico da Segunda bobine

### 4.3.1 Primeiro método

O dimensionamento desta bobine foi feito na subsecção 3.8.2. Então, começou-se por enrolar a fita de calafetar deixando espaço suficiente para depois se enrolar o fio de cobre. Depois de enrolada a fita de calafetar e o fio de cobre por fora do cilindro de acrílico de 12 cm o mesmo ficou como está representado na figura 4.15.



Figura 4.15: Segunda bobine sem o cilindro externo

O passo seguinte seria incluir a bobine no cilindro externo e cobrir, nas extremidades, a região entre cilindros com masilla de fibra de vidro, que é impermeável à água. Antes de se colocar a masilla de fibra de vidro colocou-se uma fita preta para poder haver uma base. O resultado pode

ser observado na figura 4.16. De notar que a distância das extremidades às pontas da bobine é de 2 cm de cada lado.



Figura 4.16: Resultado final da segunda bobine

Depois de seca, testou-se a sua impermeabilidade e o teste foi bem sucedido.

#### 4.3.2 Segundo método

Outro método experimentado paralelamente ao método implementado em 4.3.1 foi a colocação de uma tampa, impermeável, no cilindro, e a sua posterior fixação com silicone, como se pode observar na figura 4.17.



Figura 4.17: Resultado final da segunda bobine

Este método foi eficaz apesar de não ser esteticamente aceitável; por esta razão seria o último recurso caso o método descrito na subsecção 4.3.1 não funcionasse.

### 4.3.3 Conclusão

Em suma, conclui-se que o isolamento dos fios, da água, foi bem sucedido após algumas tentativas. Primeiramente, testou-se um isolamento em que já se previa que a taxa de sucesso seria baixa, o que acabou por se confirmar. De seguida, experimentou-se um método que, à partida, teria alta probabilidade de sucesso mas que, porém, falhou. Foi então necessário reprojeter o sistema para que este pudesse satisfazer os novos requisitos do sistema. Os dois métodos implementados na segunda bobine foram bem sucedidos; todavia, por razões estéticas, optou-se pelo primeiro método.

Assim sendo, foi feita uma segunda bobine de acordo com o método selecionado, podendo assim realizar-se as experiências necessárias.

## Capítulo 5

# Resultados Práticos

### 5.1 Introdução

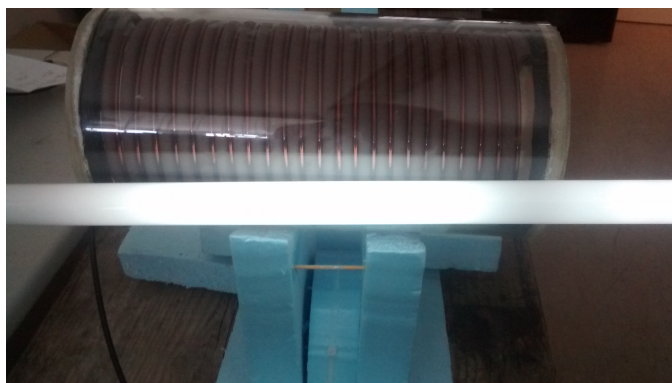
Nos capítulos anteriores apresentam-se o projeto e a construção do sistema. Neste capítulo apresentam-se os resultados da medição da frequência de ressonância da bobine, simulações no ar, medições em água doce e medições em água salobra salgada.

### 5.2 Posição ótima dos drives *loops*

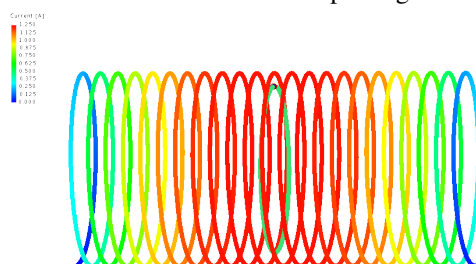
Verificou-se experimentalmente que o sistema teria melhor rendimento com os *loops* dentro da bobine, com uma posição específica. No sentido de se promover uma maior percepção, estudou-se este fenómeno. Esta mesma posição, depende da frequência a que o sistema opera.

Um meio que se usou para fazer a localização dos máximos e mínimos do campo magnético foi com uma lâmpada fluorescente. À frequência fundamental é esperado que o campo magnético seja máximo no centro e que tenha dois mínimos nas pontas. Pode-se observar isso através da lâmpada que se colocou à frente da bobine. É possível verificarem-se zonas com maior intensidade luminosa do que outras. As zonas que têm mais brilho são as que correspondem a um máximo do campo magnético e as que estão apagadas são as que correspondem a um mínimo do campo magnético.

Na figura 5.1 pode-se observar a localização dos máximos e mínimos do campo magnético e a distribuição de correntes simuladas, sendo que os seus máximos e mínimos correspondem também a máximos e mínimos do campo magnético.



(a) Localização dos máximos e mínimos do campo magnético na frequência fundamental



(b) Distribuição de correntes na bobine na frequência fundamental

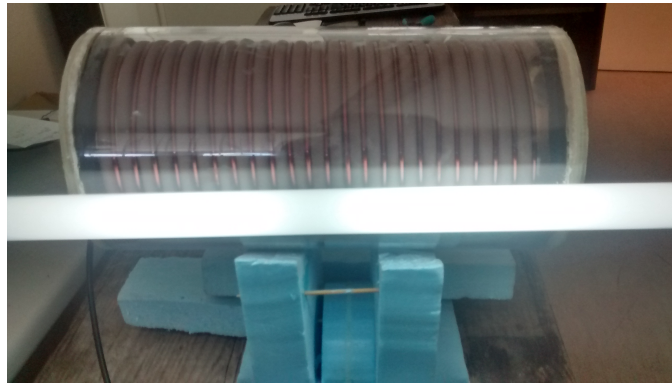
Figura 5.1: Localização dos máximos e mínimos e simulação do campo magnético à frequência fundamental

A figura 5.1 permite-nos confrontar valores simulados com resultados práticos. Como seria de esperar na bobine, à frequência fundamental, o máximo do campo magnético ocorre no seu centro, verificando-se quer na simulação, quer na localização experimental. Observa-se ainda que nos extremos da bobine a intensidade luminosa é nula, correspondendo a um mínimo do campo magnético.

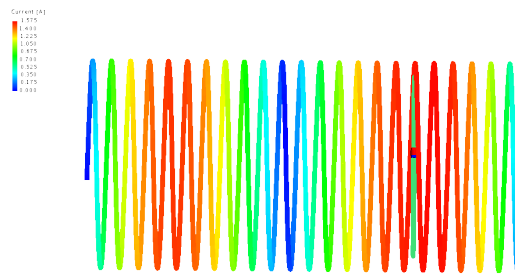
No segundo modo de ressonância espera-se que ocorram três mínimos e dois máximos do campo magnético. Os mínimos localizam-se nas extremidades e no centro, enquanto que os máximos se realçam aos centros de cada metade da bobine.

Tal pode ser confirmado na figura 5.2, onde se mostra, novamente, localização dos máximos e mínimos o campo magnético, por meio experimental, e a distribuição de corrente obtida por simulação.





(a) Localização dos máximos e mínimos do campo magnético no segundo modo de ressonância



(b) Distribuição de corrente na bobine no segundo harmônico

Figura 5.2: Localização dos máximos e mínimos e simulação do campo magnético ao segundo harmônico

Na figura 5.2 consegue-se corroborar o que se referiu anteriormente, localizando-se, os máximos, no meio das metades das bobines e os mínimos nos extremos e no centro da bobine.

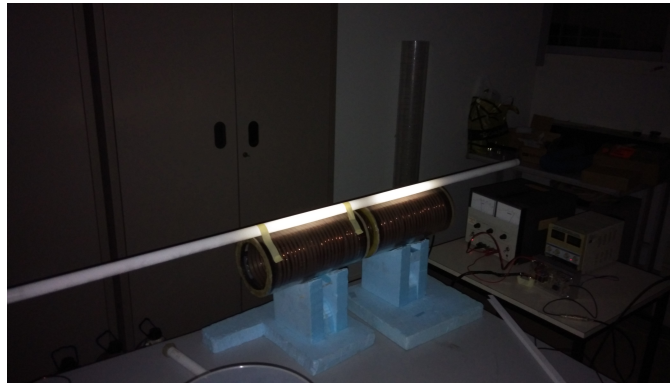
Atentando-se à figura 5.2, pode concluir-se, uma vez mais, que os resultados experimentais se aproximam dos simulados.

Estes resultados são extremamente importantes pois permitem-nos ter uma maior noção de onde se encontram os máximos do campo magnético. E como se demonstrou em 2.8.4 maior campo magnético corresponde a mais corrente induzida.

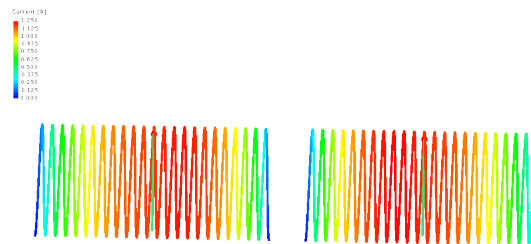
Verificou-se, até então, a posição do *drive loop* da *source*, sendo útil, neste momento, a análise da *drive loop* da carga, nos dois modos de ressonância.

Assim sendo, localizaram-se os máximos e mínimos do campo magnético não com uma, mas com as duas bobines, por forma a verificar se o comportamento do campo em ambas as bobines é semelhante e não sofre alteração relativamente ao comportamento verificado até então.

Para o primeiro modo de ressonância recolheram-se os resultados presentes na figura 5.3a



(a) Localização dos máximos e mínimos do campo magnético na frequência fundamental



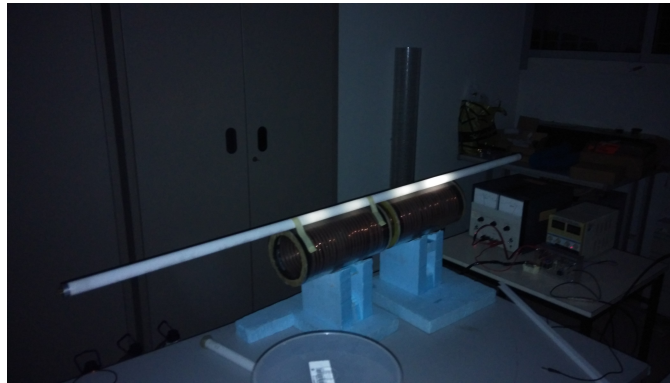
(b) Distribuição de correntes na bobine na frequência fundamental

Figura 5.3: Localização dos máximos e mínimos e simulação do campo magnético à frequência fundamental

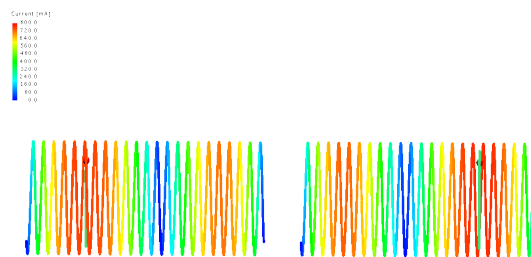
Pode-se observar na figura 5.3 que, assim como na primeira, na segunda bobine os máximos e mínimos se encontram na mesma posição. No primeiro modo de ressonância, o máximo encontra-se no centro das bobines, enquanto que nos extremos se situam os mínimos. À semelhança do que se verificou anteriormente, os resultados obtidos no âmbito experimental são confirmados por simulação.

No que respeita ao segundo modo de ressonância, o comportamento do campo magnético é em tudo semelhante ao verificado no primeiro modo de ressonância.





(a) Localização dos máximos e mínimos do campo magnético no segundo modo de ressonância nas duas bobines



(b) Distribuição de correntes na bobine no segundo modo de ressonância nas duas bobines

Figura 5.4: Localização dos máximos e mínimos e simulação do campo magnético à frequência fundamental

Em suma, pode concluir-se que a posição ótima dos *loops* depende única e exclusivamente da frequência a que o sistema opera, devendo, portanto, o mesmo situar-se sempre no máximo do campo magnético. No primeiro modo de ressonância este máximo encontra-se no centro da bobine, ao passo que no segundo modo localiza-se em  $3/4$  da bobine ou em  $1/4$  da bobine.

### 5.2.1 Localização dos máximos e mínimos do campo magnético

Uma questão a considerar prende-se com a responsabilidade, se total ou parcial, que o campo magnético tem na intensidade luminosa emitida.

O princípio de funcionamento das lâmpadas fluorescentes baseia-se na excitação de um gás, que se encontra no interior da mesma. É aplicada uma diferença de potencial aos terminais da lâmpada, que impõe uma corrente que atravessa o gás. Através do choque com os eletrões dos átomos do gás, os mesmos são excitados voltando de seguida, ao estado fundamental, emitindo radiação na gama visível.

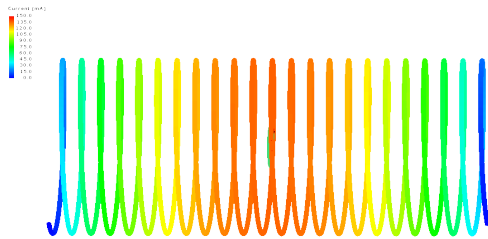
Nesta situação não é aplicada uma diferença de potencial, logo não há excitação dos eletrões dos átomos por ação da corrente. Como se pode constatar, os átomos são excitados e emitem luz

visível. Isto deve-se ao efeito de Zeeman que defende que a energia de um certo nível é diretamente proporcional à intensidade do campo magnético naquele ponto.

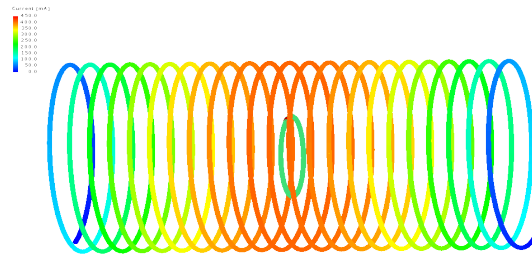
Desta forma, é possível concluir-se que a intensidade luminosa apresenta um máximo onde se verifica um máximo do campo magnético.

### 5.3 Diâmetro das *Driving loops*

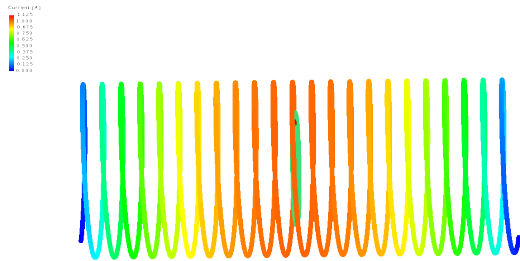
O diâmetro das *driving loops* foi obtido por simulação, variando-se o diâmetro do *loop* de  $1/4$  a  $6/4$  do diâmetro total da bobine, com um passo de  $1/4$ . Na figura 5.5 são representadas com as correntes máximas induzidas na bobine, por forma a perceber-se a evolução da corrente induzida com o diâmetro da *loop*.



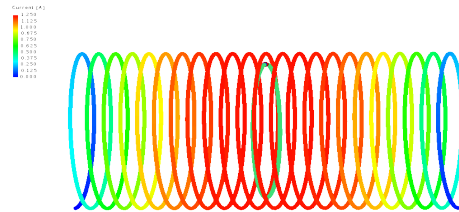
(a) Distribuição de correntes em que o raio da *driving loop* é  $1/4$  do raio definido



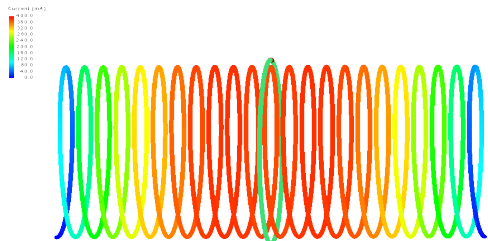
(b) Distribuição de correntes em que o raio da *driving loop* é  $2/4$  do raio definido



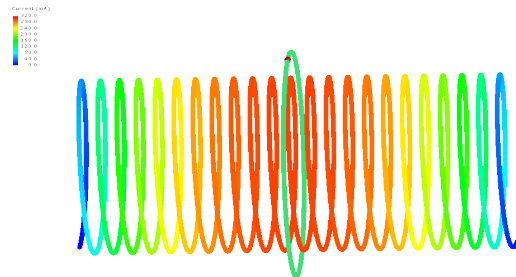
(c) Distribuição de correntes em que o raio da *driving loop* é  $3/4$  do raio definido



(d) Distribuição de correntes em que o raio da *driving loop* é  $4/4$  do raio definido



(e) Distribuição de correntes em que o raio da *driving loop* é  $5/4$  do raio definido



(f) Distribuição de correntes em que o raio da *driving loop* é  $6/4$  do raio definido

Figura 5.5: Distribuição de correntes variando o raio da loop

Recolhendo os valores máximos das correntes, construiu-se o gráfico da figura 5.6, onde se representa a corrente em função do diâmetro do *loop*.

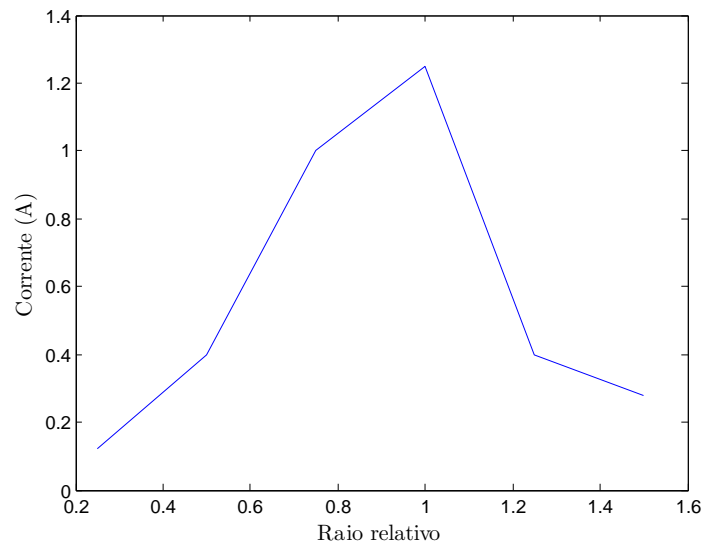


Figura 5.6: Corrente máxima induzida na bobine variando o raio da *loop*

Observando-se o gráfico presente na figura 5.6, pode-se concluir que o diâmetro da *loop* é melhor quando o mesmo tende para o diâmetro da bobine.

## 5.4 Frequências de ressonância

### 5.4.1 Ar

Tal como apresentado na subsecção 3.8.2.1, a frequência de ressonância simulada no ar é de 19.67 MHz, como se pode observar na figura 3.17.

Na figura 5.7 encontra-se representado o valor medido de  $S_{21}$  em função da frequência, no qual o primeiro pico corresponde ao valor da frequência de ressonância fundamental.

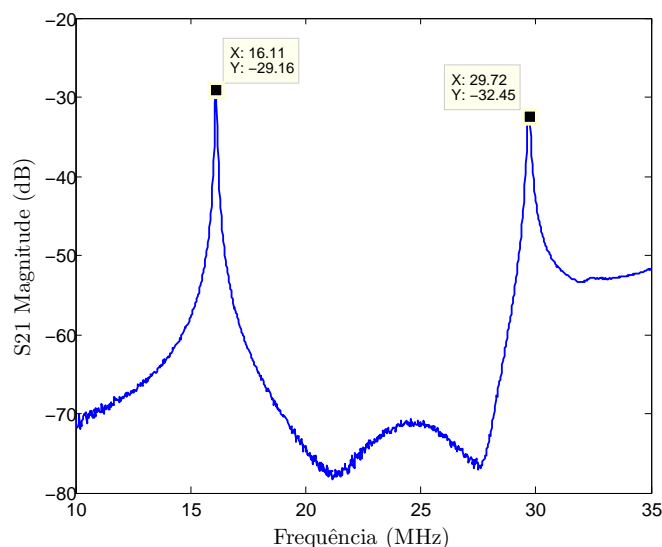


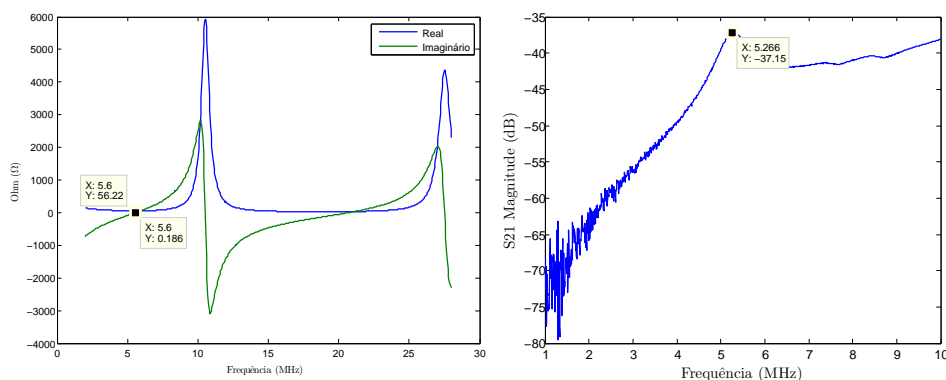
Figura 5.7: Parâmetros  $S_{21}$  em função da frequência

Na figura 5.7 pode-se constatar que a frequência de ressonância fundamental ocorre aos 16.11 MHz, existindo um outro pico aos 29.69 MHz, que corresponde à segunda frequência de ressonância, sendo, aproximadamente, o dobro da primeira.

Esta diferença significativa entre as frequências de ressonância fundamentais (por simulação e experimentalmente) deve-se ao facto de existir uma fita de calafetar entre as espiras da bobine, o que não foi tido em consideração aquando da realização da simulação.

### 5.4.2 Água doce

Simularam-se os parâmetros Z da bobine e mediu-se a frequência de ressonância (submergindo a bobine em água doce), encontrando-se os dois gráficos na figura 5.8.



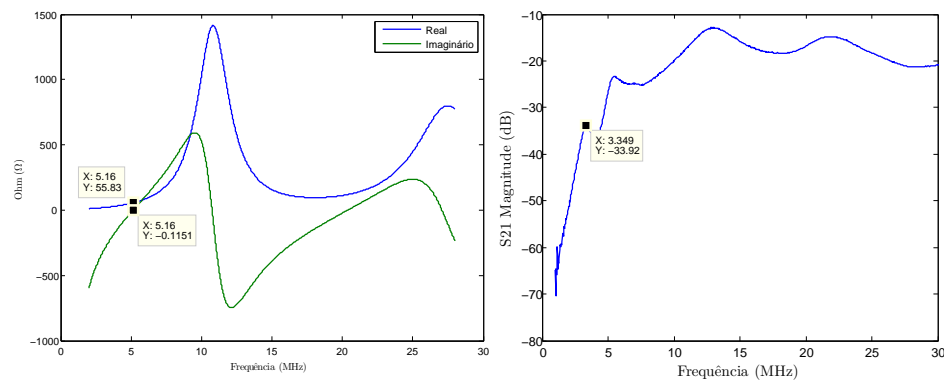
(a) Frequência de ressonância simulada da bobine em água doce (b) Frequência de ressonância experimental da bobine em água doce

Figura 5.8: Frequência de ressonância da bobine em água doce

Constata-se que a frequência de ressonância simulada é de 5.6 MHz, enquanto que a obtida experimentalmente é de 5.266 MHz. A diferença das duas não é muito significativa pelo que se pode inferir que os resultados por simulação corroboram os experimentais.

### 5.4.3 Água Salgada

Analogamente à água doce, também se simulou e mediu a frequência de ressonância fundamental da bobine. Os gráficos são apresentados na figura 5.9.



(a) Frequência de ressonância simulada da bobine em água doce (b) Frequência de ressonância experimental da bobine em água doce

Figura 5.9: Frequência de ressonância da bobine em água doce

Atentando-se à figura 5.9, pode verificar-se que a frequência de ressonância fundamental simulada é de 5.6 MHz, ao passo que a medida experimentalmente é 3.291 MHz. Esta diferença é considerável, pelo que não se deve desprezar. A razão desta diferença, pode ser explicada, pela presença na água elementos (dissolvidos) que alteraram a sua permitividade elétrica.

As frequência de ressonância fundamentais simuladas em água salgada e em água doce são bastante próximas. Devido ao  $\epsilon$  e o  $\mu$  da água salgada e doce ser iguais, atribuí-se as diferenças da frequência de ressonância à condutividade.

A frequência de ressonância decresce na transição do ar para a água. Este comportamento deve-se à permitividade elétrica do meio que aumenta a capacidade presente na bobine.

## 5.5 Resultados

Para a execução deste trabalho experimental construíram-se *loops*, cujo diâmetro fosse o mais próximo possível do diâmetro interno da bobine, 10.5 cm. Apesar de não se ter simulado, considerou-se interessante avaliar o comportamento do sistema na situação de existirem *loops* com mais do que uma espira.

Construíram-se três tipos de *loops*, duas de cada tipo. As *loops* tinham uma, duas e três espiras.

### 5.5.1 Ar

O sistema implementado foi responsável pelo acendimento da lâmpada, tal como se consta na figura 5.10.

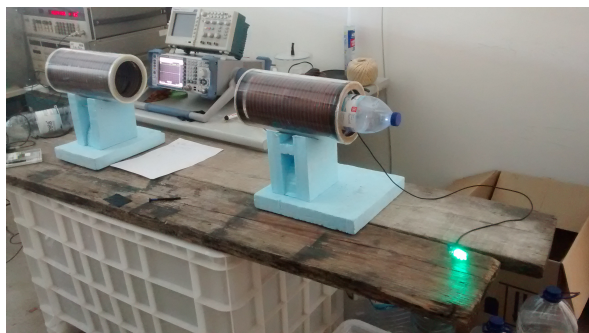


Figura 5.10: Montagem do sistema e respetivo funcionamento

#### 5.5.1.1 Simulação

Simulou-se o primeiro modo, desenhando-se o sistema e colocado as *drive loops* no centro das bobinas e fez-se um varrimento em distância de 0 a 50 cm, obtendo-se o gráfico tridimensional presente na figura 5.11.

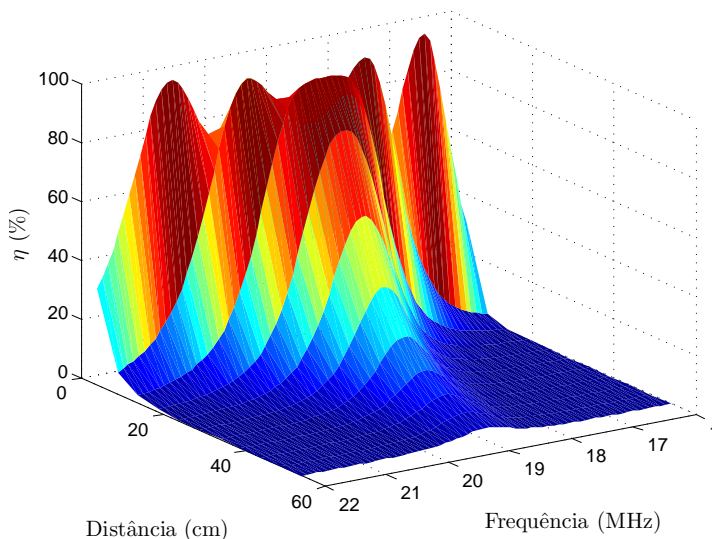


Figura 5.11: Gráfico tridimensional que nos dá o rendimento em função da distância e da frequência

Analisando-se o gráfico, consta-se que o rendimento máximo é 98.9% e tem a forma que seria esperada, uma vez que o rendimento se mantém constante enquanto os dois picos não se juntam. Depois de se juntarem o rendimento começa a diminuir, como se prevê na secção 2.2.

A partir das simulações que foram feitas, é possível retirar o máximo de rendimento de cada distância, como se pode verificar no gráfico da figura 5.12.

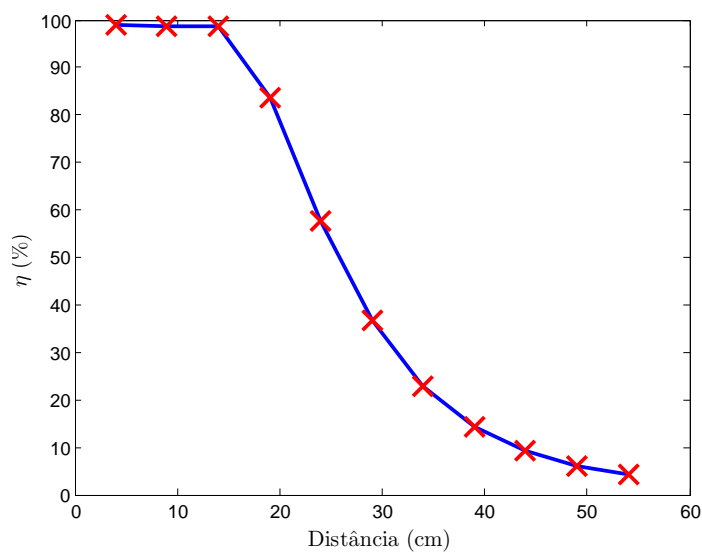


Figura 5.12: Máximo do rendimento simulado em função da distância

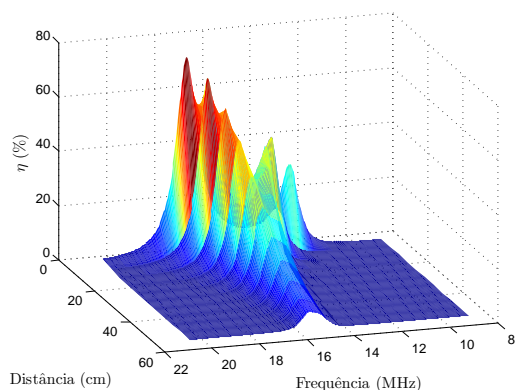
Na figura 5.12 pode-se observar, com mais facilidade, o que foi referido anteriormente. Enquanto o sistema está *overcoupled* o rendimento é praticamente igual. Deste modo, só quando o fator de acoplamento crítico é atingido é que o rendimento começa a diminuir, ficando o sistema *undercoupled*.

#### 5.5.1.2 Experimental

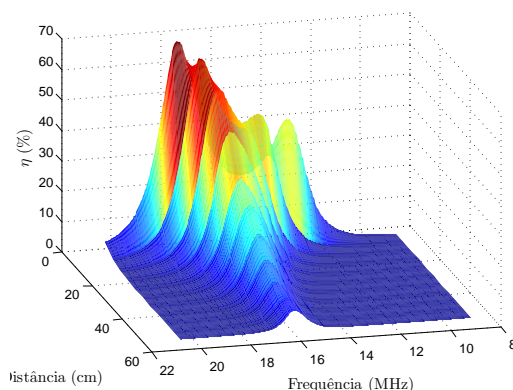
Para se proceder à recolha de dados experimentais usou-se um VNA em que os portos têm de impedância  $50\Omega$ . Ligaram-se as *loops*, que irão servir de *source* e *load*, aos portos um e dois do VNA, respetivamente. Foram feitos 2 tipos de varrimentos: o número de espiras nas *loops* e a distância entre as bobines.

Variou-se a distância de 0 a 50 cm, com um passo de 5 cm, obtendo-se, no total, 33 gráficos. Espera-se obter um gráfico com a mesma forma que está em 2.2, ou seja, observar dois picos, que se vão aproximando com o aumento da distância.

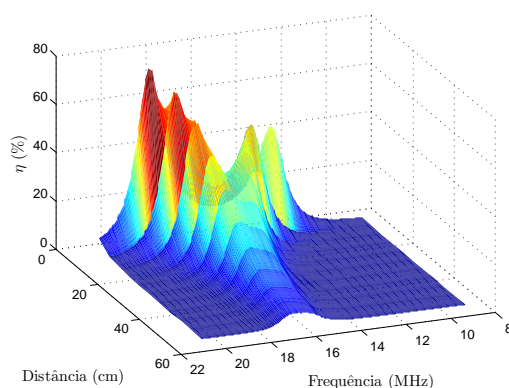
Os gráficos tridimensionais obtidos estão na figura 5.13a.



(a) Rendimento em função da distância e da frequência para *loops* de uma espira



(b) Rendimento em função da distância e da frequência para *loops* de duas espiras



(c) Rendimento em função da distância e da frequência para *loops* de três espiras

Figura 5.13: Gráficos tridimensionais do rendimento em função da frequência e distância

Entre os três gráficos apresentados, 5.13a, 5.13b e 5.13c, os rendimentos máximos obtidos são, à distância mínima, 73.23 %, 69.14 % e 73.11 %, respetivamente. Apesar das amostras recolhidas não serem em número suficiente para assegurarem com clareza, é possível inferir-se que o desempenho é melhor quando o número de espiras das *loop* é ímpar.

Alcançando-se o máximo de rendimento de cada distância e atendendo a cada tipo de *loop* utilizado, construíram-se os gráficos presentes na figura 5.14.



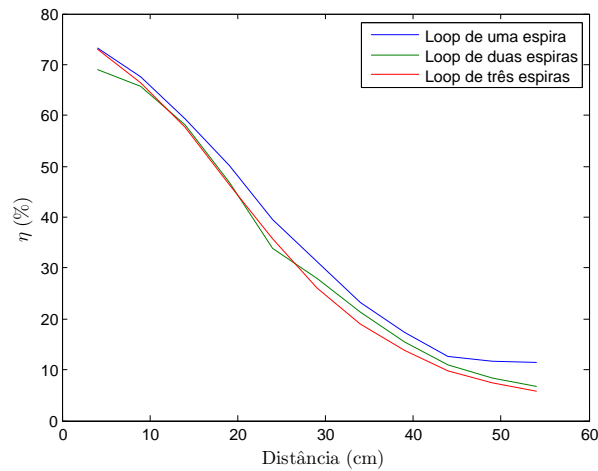


Figura 5.14: Rendimento máximo em função da distância para os três tipos de *loops*, no ar

Pela análise da figura 5.14, é possível concluir-se que o rendimento é sempre maior quando a *loop* apresenta uma única espira.

No que concerne aos gráficos de multi-espiras, o rendimento do sistema, para curtas distâncias, é máximo, na situação de três espiras. Por seu turno, para distâncias superiores, o rendimento do sistema, na situação de duas espiras, é maior.

Confrontando-se os resultados obtidos por simulação, pode constatar-se que os gráficos apresentam a mesma forma.

Os rendimentos previstos, por simulação, não correspondem aos medidos experimentalmente. Isto verifica-se quando o máximo de rendimento obtido por simulação foi aproximadamente 99%, enquanto que experimentalmente o máximo de rendimento obtido foi de aproximadamente a 73%. Outra diferença é que quando o sistema está *overcoupled* os dois picos, em simulação, encontram-se ao mesmo nível, o que não acontece experimentalmente. Os motivos desta diferença residem no facto de as bobines não serem perfeitamente iguais e de os *loops* não se localizarem na posição ideal.

### 5.5.2 Simulação em ADS

Numa tentativa de tentar produzir os resultados obtidos por simulação no *ADS* desenhou-se o esquemático que está presente na figura 5.15.

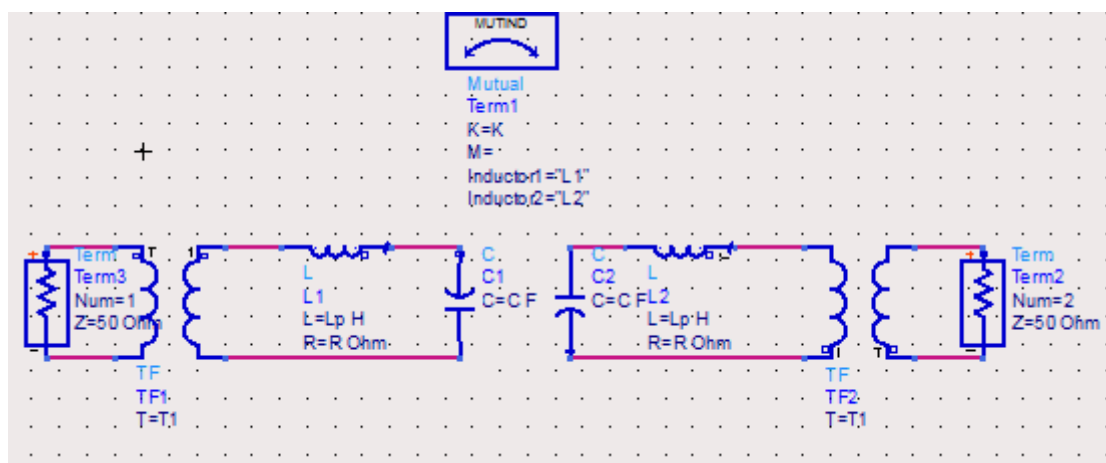


Figura 5.15: Esquemático do sistema em ADS

Na figura 5.15 os elementos TF são transformadores ideais com uma razão de transformação,  $T1$ , desconhecida. As bobinas têm uma indutância a dimensionada na secção 3.8,  $31.21 \mu\text{H}$ . O valor da capacidade também é desconhecido. Importa afirmar que as duas indutâncias estão acopladas através de um coeficiente de acoplamento  $k$ , sendo ele desconhecido.

Foi escolhida a simulação no ar de distância mínima, ou seja, 4 cm. O objetivo desta análise é tentar fazer corresponder os resultados obtidos por simulação com os resultados que são dados pelo esquemático que está na figura 5.15. Para isso irá fazer-se *tunning* de três variáveis,  $C$ ,  $k$  e  $T1$ , para 5 gráficos diferentes.

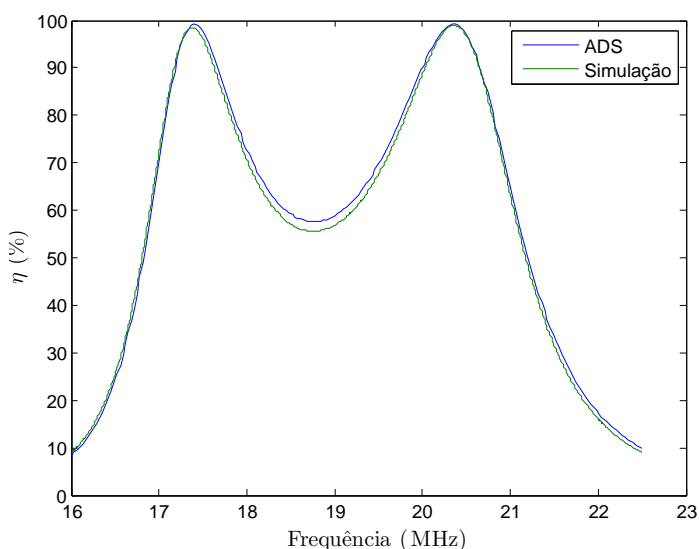


Figura 5.16: Correspondência entre o gráfico obtido por simulação com o ADS com as bobinas a uma distância de 4 cm

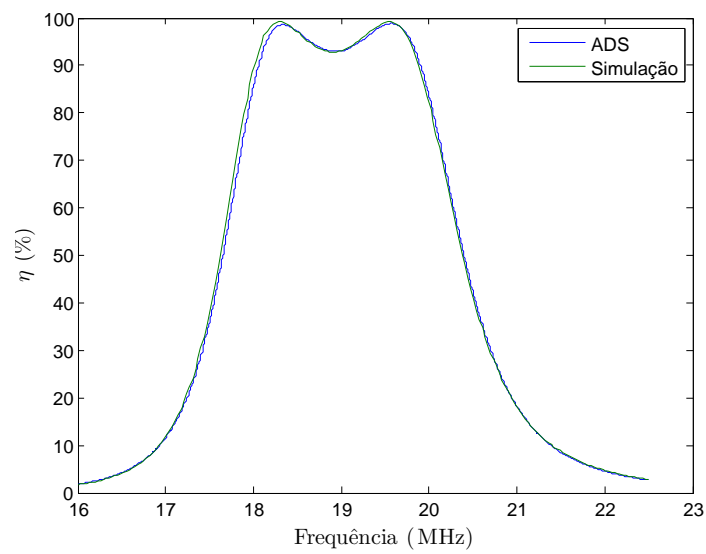


Figura 5.17: Correspondência entre o gráfico obtido por simulação com o ADS com as bobinas a uma distância de 9 cm

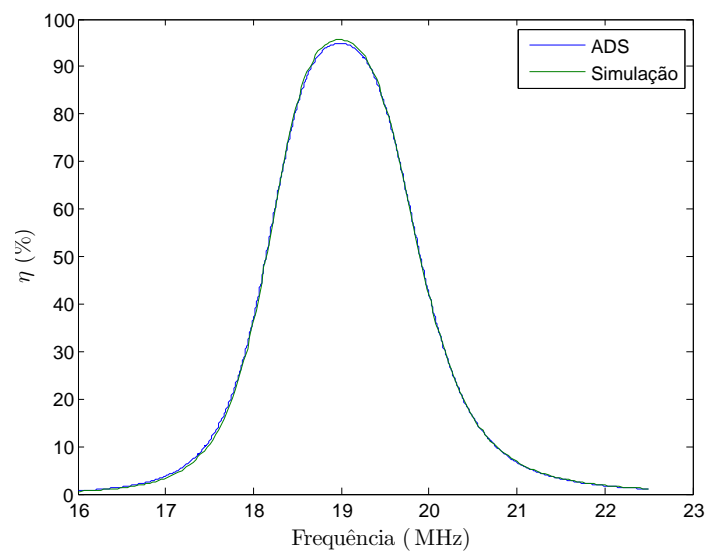


Figura 5.18: Correspondência entre o gráfico obtido por simulação com o ADS com as bobinas a uma distância de 14 cm

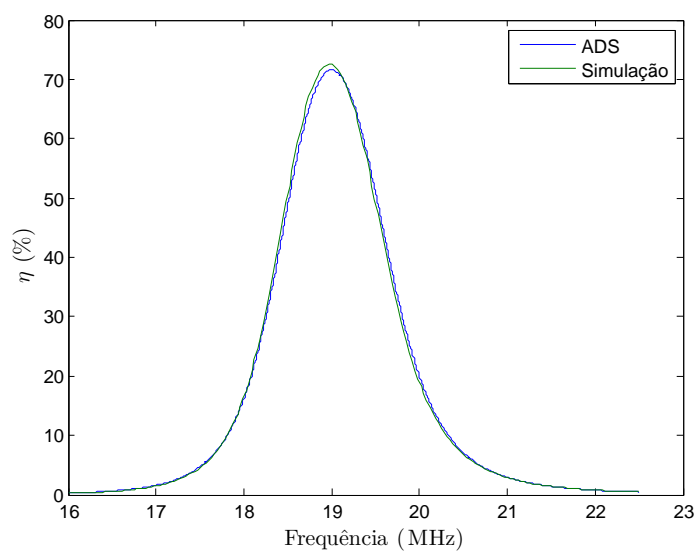


Figura 5.19: Correspondência entre o gráfico obtido por simulação com o *ADS* com as bobines a uma distância de 19 cm

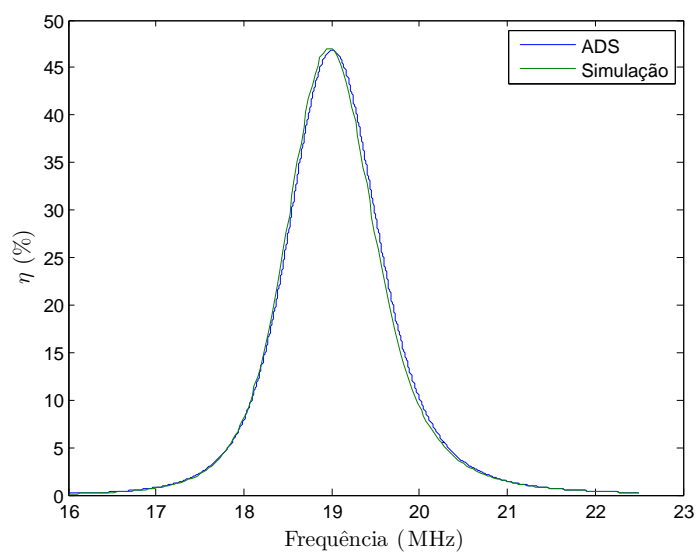


Figura 5.20: Correspondência entre o gráfico obtido por simulação com o *ADS* com as bobines a uma distância de 24 cm

Os parâmetros otimizados estão apresentados na tabela 5.1

	<b>C (pF)</b>	<b>TF</b>	<b>k</b>
<b>4 cm</b>	2.32767	0.411	0.175
<b>9 cm</b>	2.281536	0.411	0.104
<b>14 cm</b>	2.258469	0.411	0.066
<b>19 cm</b>	2.258469	0.411	0.045
<b>24 cm</b>	2.258469	0.411	0.0319

Tabela 5.1: Valores de *tunning* efetuados

Na tabela 5.1 encontram-se os valores que foram obtidos por forma a coincidir o valores da simulação com o modelo no ADS. Através da análise da tabela, concluí-se que a razão de transformação não muda e que o fator de acoplamento diminui com a distância, o que seria de esperar. Um facto interessante de analisar é a capacidade diminuir até aos 14 cm e depois mantém-se constante. Isto deve-se ao facto de, para distâncias pequenas, não existir somente acoplamento indutivo, mas também acoplamento capacitivo. Analisando o acoplamento indutivo pode-se obter o gráfico que está presente na figura 5.21.

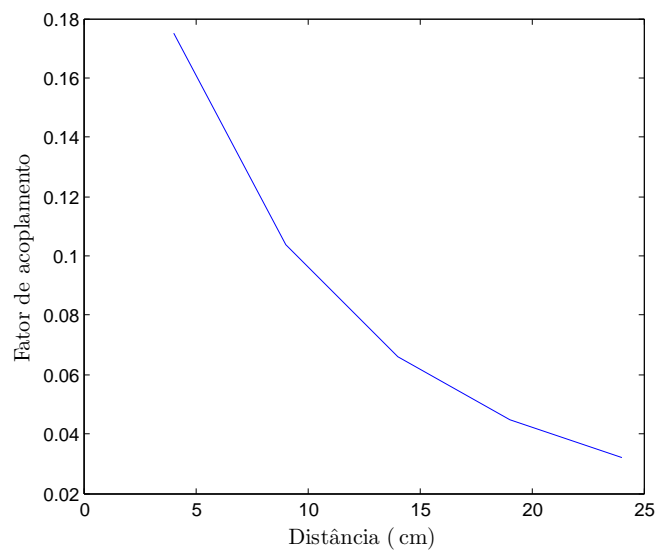


Figura 5.21: Fator de acoplamento indutivo obtido por sintonia dos parâmetros

### 5.5.3 Água Doce

#### 5.5.3.1 Simulação

Simulou-se o sistema em água doce e realizou-se o varrimento da distância de 0 a 20 cm, tendo-se obtido o gráfico tridimensional apresentado na figura 5.22.

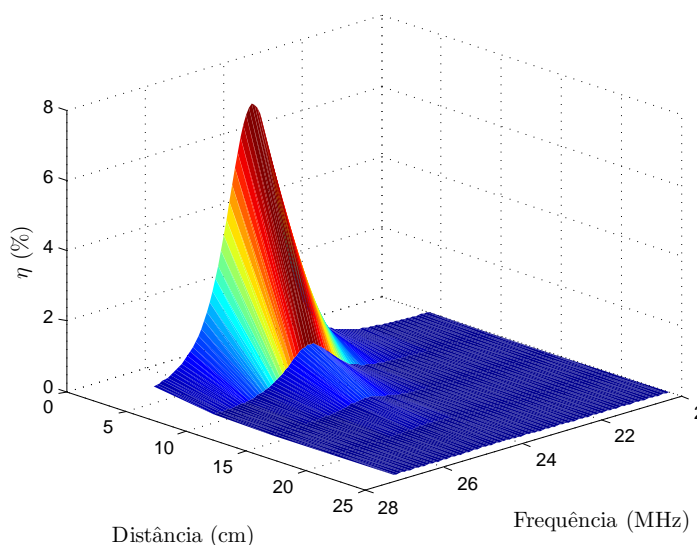


Figura 5.22: Gráfico tridimensional que dá o rendimento em função da distância e da frequência em água doce

O gráfico apresenta como rendimento máximo um valor pouco superior a 7%. Este é um valor baixo, porém, como as bobinas estão a uma distância mínima obrigatória de 4 cm, se se reduzir este valor, seria possível aumentar o rendimento. A inexistência de picos indica que o sistema já se encontra na zona de *undercoupled*. A partir das simulações efetuadas, é possível retirar-se o máximo de rendimento de cada distância, representando-se, este comportamento, no gráfico presente na figura 5.23.

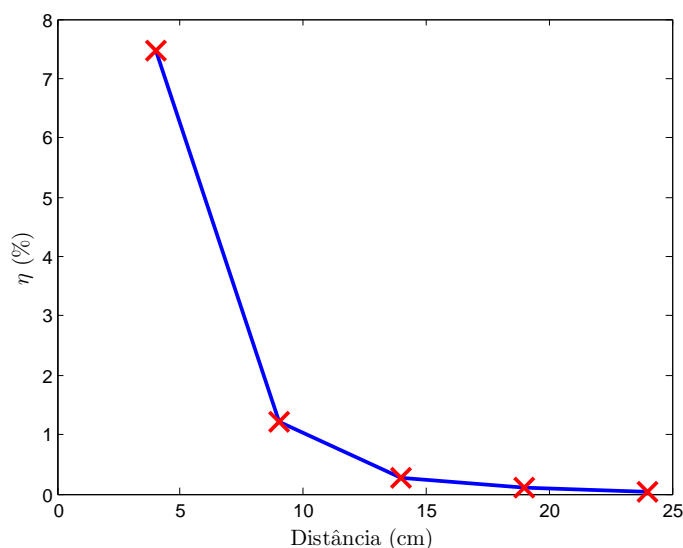


Figura 5.23: Máximo do rendimento simulado em função da distância

Na figura 5.23 constata-se que o rendimento máximo é um pouco superior a 7 %, como já referido anteriormente e, rapidamente, tende para zero.

### 5.5.3.2 Experimental

Depois de efetuados os testes e medições de resultados no ar, fez-se a montagem do sistema debaixo de água e procedeu-se aos testes em água doce.

Dado que as bobines, devido ao ar que têm dentro, flutuam, foi necessário o uso de pesos para manter as bobines num nível médio por forma às bobines estarem completamente submersas e estáveis dentro de água. A montagem do sistema pode ser observada na figura 5.24.

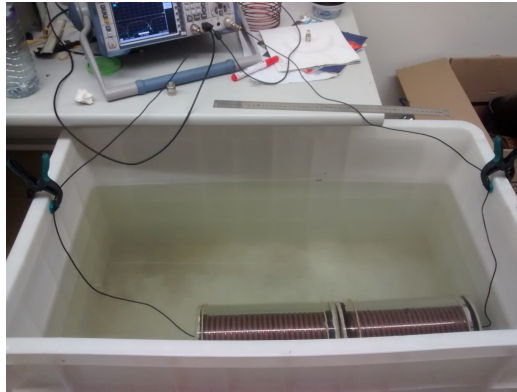
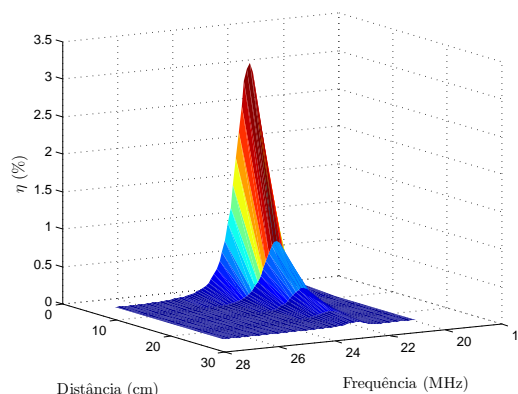


Figura 5.24: Montagem do sistema em água doce

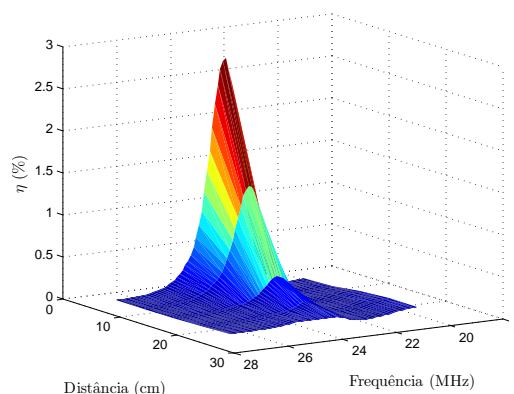
Para se realizar esta experiência fez-se, tal como no ar, varrimentos em distância, de 0 a 20 cm, com um passo de 5 cm e fizeram-se varrimentos do número de espiras das *loops*.

Para realizar estas medições usou-se, igualmente, o VNA com as *loops* ligadas aos portos. Nesta experiência foi necessária a implementação de um passo adicional. Foi necessário cobrir os terminais do cabo e das *loops* com cola quente, por forma a garantir isolamento das *loops*.

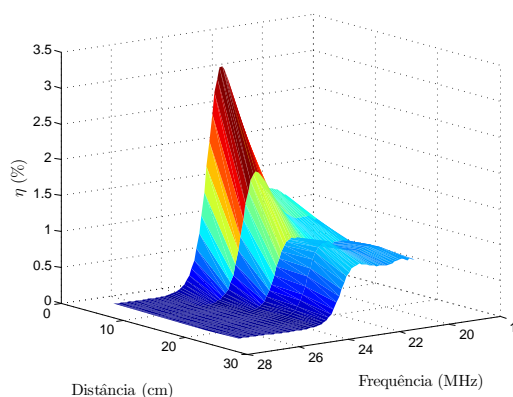
Analogamente ao concretizado no ar, recolheram-se amostras com os diferentes tipos de *loops* e representaram-se em gráficos tridimensionais como se pode observar na figura 5.25a.



(a) Rendimento em função da distância e da frequência para *loops* de uma espira em água doce



(b) Rendimento em função da distância e da frequência para *loops* de duas espiras em água doce



(c) Rendimento em função da distância e da frequência para *loops* de três espiras em água doce

Figura 5.25: Gráficos tridimensionais do rendimento em função da frequência e distância em água doce

Dos três gráficos apresentados, 5.25a, 5.25b e 5.25c, os rendimentos máximos são obtidos à distância mínima, sendo eles, 3.08%, 2.75% e 3.12%. Observa-se, também, na água o que se observou no ar, *loops* de duas espiras apresentam menor rendimento. Obviamente que, neste caso, se pode concluir que o tipo de *loops* a que se associa um maior rendimento é o de 3 espiras. Contudo, com o auxílio do gráfico da figura 5.26 esta conclusão é mais evidente.



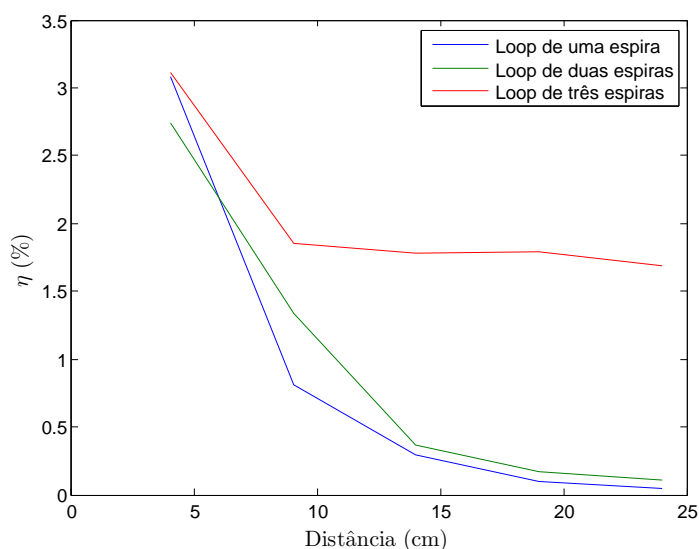


Figura 5.26: Rendimento máximo em função da distância para os três tipos de *loops*

Contrariamente ao gráfico 5.14, que nos permite concluir que o melhor rendimento é obtido quando as *loops* têm uma espira, na água doce é possível concluir-se que nestas mesmas experiências maior rendimento ocorre quando as *loops* têm 3 espiras, sendo a diferença significativa.

Confrontando-se os resultados obtidos por simulação e os obtidos experimentalmente, pode-se afirmar que a forma do gráfico é a mesma, mas os valores de rendimentos estão próximos, contudo não o suficiente para se poder afirmar que essa diferença é desprezável. Esta diferença deve-se às mesmas apresentadas na subsecção 5.5.1.2.

#### 5.5.4 Água Salgada

##### 5.5.4.1 Simulação

Tal como se fizeram simulações para os outros meios, também se realizaram simulações para a água salgada, tal é passível de ser observado na figura 5.27. Tal como em água doce, fez-se um varrimento de 0 a 20 cm.

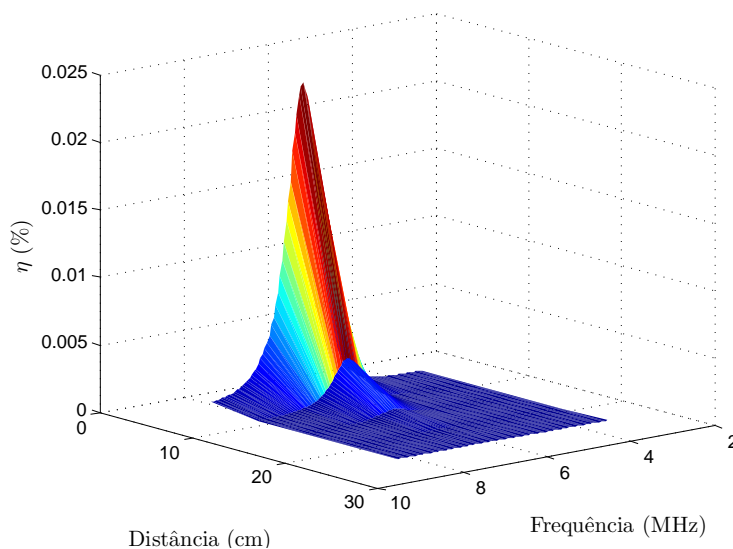


Figura 5.27: Gráfico tridimensional que nos dá o rendimento em função da distância e da frequência em água salgada

Através do gráfico 5.27 infere-se que o rendimento é aproximadamente 0.02%, um valor extremamente baixo e que não compensa a sua implementação.

Consegue-se observar que a curva apresenta a forma esperada, pois à medida que a distância aumenta, o rendimento vai decrescendo, tal como esperado num sistema que está em *undercoupled*.

Em seguida, na figura 5.28 encontra-se representado o máximo de rendimento para cada distância.

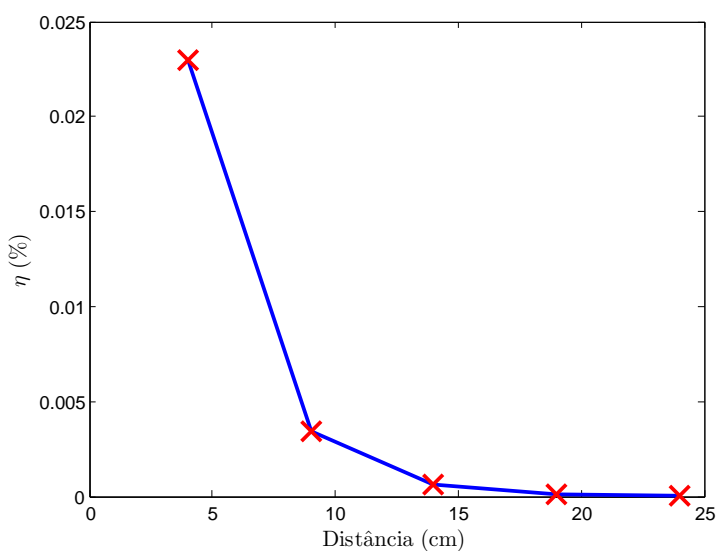


Figura 5.28: Máximo do rendimento simulado em função da distância

Na figura 5.28 encontra-se o gráfico onde se representam os rendimentos máximos obtidos para cada distância. Verifica-se ainda que a forma dos gráficos é igual à dos restantes meios, não

sendo os valores obtidos satisfatórios.

#### 5.5.4.2 Experimental

Tal como se observou anteriormente, a água salgada e água doce possuem diferentes condutividades. A salgada de 4 S/m e a doce de 0.01 S/m. Procedeu-se, então, à montagem do sistema, tal como mostra a figura 5.29



Figura 5.29: Montagem do sistema em água salgada

Começou-se por efetuar medições com as *loops* de uma espira, seguindo-se as medições com as restantes *loops*, de duas e três espiras.

Obtiveram-se os gráficos presentes na figura 5.30.

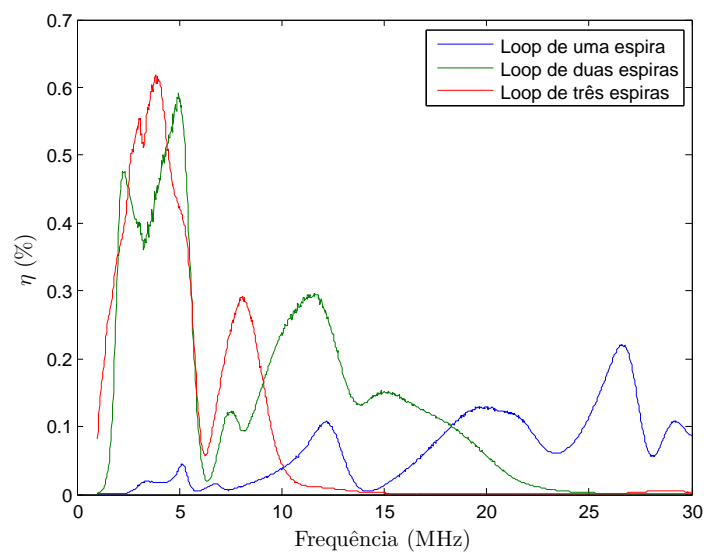


Figura 5.30: Rendimento máximo em função da distância para os três tipos de *loops*

Nestas medições em água salgada, devido às condições em que foram realizadas, não foi possível fazer-se varias as distâncias. Neste sentido, recolheram-se valores com a bobines contíguas, ou seja, a uma distância de 4 cm.

Na figura 5.30 pode-se observar que o rendimento máximo é de 0.6135%, sendo as *loops* de 3 espiras. Um facto interessante de observar é que, para as frequências mais baixas, as *loops* de três espiras apresentam melhor rendimento. Para as frequências entre 10 e 17 MHz as *loops* que têm duas espiras funcionam melhor e, finalmente, as *loops* de uma espira apresentam um rendimento mais alto a frequências superiores.

Confrontando-se os resultados obtidos por simulação e os resultados experimentais, é possível afirmar que a simulação obteve valores de rendimento mais baixos que os obtidos experimentalmente. Pode-se apontar esta diferença ao facto de os cabos que estão alimentar as *loops* acoplarem energia.

## 5.6 Conclusão

Em suma, pode-se concluir que o sistema apresenta um melhor desempenho quando as *drive loops* se encontram no interior das bobines e a posição delas depende da frequência em que se opera. Se se considerar que o sistema irá trabalhar à frequência fundamental, as *loops* deverão permanecer no centro da bobine, pois é onde se localiza o máximo de corrente e, por sua vez, a máxima intensidade do campo magnético. O raio das *driving loops* deverá ser o mais igual possível ao raio da bobine, de modo a satisfazer-se a indução máxima. Ao longo do capítulo viu-se que a frequência de ressonância no ar era maior do que a frequência de ressonância na água, o que seria de esperar, pois a permitividade elétrica é muito maior na água do que no ar.

Concluí-se ainda, que este sistema apresenta muito melhor desempenho no ar do que na água. Apesar de se ter conseguido acender uma lâmpada na água, obteve-se um rendimento muito baixo quando se trata de transferência de potência sem fios.

## Capítulo 6

# Conclusões e Trabalho Futuro

### 6.1 Trabalho Desenvolvido

Conseguiu-se modelar e implementar um sistema de transferência de potência sem fios. Durante a dissertação conseguiu-se exemplificar como dimensionar um sistema deste género. Começando pela validação das fórmulas e depois maximização do fator de qualidade. Descreveu-se o método de fabricação das bobines e técnicas usadas para isolar as espiras da água, que como se pode confirmar foram necessárias várias tentativas.

Finalmente, obtiveram-se vários resultados que foram obtidos no ar, em água doce e em água salgada. Como se pôde verificar o sistema no ar teve um rendimento aceitável, mas quando se trata de operação em água o rendimento cai bastante. Mas importa referir que se conseguiu acender um conjunto de LED's debaixo de água.

### 6.2 Satisfação dos Objetivos

Inicialmente o objetivo seria fazer varrimentos geométricos do sistema, e implementar o que tivesse melhor desempenho. Como as simulações levariam uma quantidade de tempo elevado, optou-se por dimensionar o sistema. Os objetivos foram cumpridos, conseguiu-se transferir potência sem fios. No ar, obteve-se rendimentos aceitáveis, já em meio aquático os resultados deixam muito a desejar. Foi feito o levantamento de requisitos de um AUV de forma a recriar as limitações, que possa existir, aquando de uma implementação real deste sistema.

### 6.3 Trabalho Futuro

Como trabalho futuro a desenvolver propõe-se implementar a ideia sugerida em 3.9, estudando-a e melhorando-a. Com esta ideia é possível prever teoricamente a frequência de ressonância e ainda eliminar o problema da distância. Nesta dissertação tentou-se que o núcleo das bobines tivesse água no núcleo. No futuro, seria interessante fazer experiências em que o núcleo das bobines seja ar, e verificar se o rendimento, em meio aquático, realmente aumentaria. Para além

disso, poderia-se tentar aproveitar a elevada permitividade da água tentando transferir potência através do campo elétrico, ou seja, por um método capacitivo. Haverá uma dificuldade a enfrentar, a condutividade apresentada pela água, que como se pôde constatar provoca perdas significativas.

## Anexo A

# Script Matlab

```
mu=4*pi*1e-7;
epsilon_0=8.85e-12;
epsilon_r=1;
epsilon=epsilon_0*epsilon_r;
epsilon_ext=1;%external medium to selenoid
epsilon_int=1;%internal medium to selenoid
c=3e8;
ro=1.68*1e-8; % resistividade cobre m/ohm

% l=sqrt((pi*n*D).^2+p.^2);
%
%
% cosphi=2*pi*D/2*n./l;
%
% D0=D*(1-((2*a/D)^2));
% Dmin=D-2*a+(4*a/n);
% Dinf=(D0+((2*Dmin)/(p/(2*a)-1)))/(1+(2/((p/(2*a)-1))));
% delta_i=sqrt(ro./(pi*f*mu));
% z=a./(2.552*delta_i);
% y=0.0239 ./(((1+1.67*(z.^0.0036)-z.^(-0.72)).^2).^4);
% D=2.*delta_i.*(1-exp(-(a./delta_i).^3.8)).^(1/3.8)*(D0-Dinf)+Dinf

%%% Inductance%%%%%%%%%%
h1=h;

if D>h
k_L=2*h1./(pi*D).*((log(4*D./h1)-0.5).*(1+.383901*(h1./D).^2+.017108*(h1./D).^4)
./ (1+.258952*(h1./D).^2+.093842*(h1./D).^2
```

```

+.002029*(h1./D).^4-0.000801*(h1./D).^6);
else
k_L=(1+.383901*(D./h1).^2+.01708*(D./h1).^4)./(1+.258952*(D./h1).^2)
-4*(D./h1)/(3*pi);
end

Ls=mu*pi*D.^2*n.^2./(4*h).*k_L;

ks=3/2-log(p/a);

km=log(2*pi)-3/2-log(n)./(6*n)-.33084236./n-1./(120*n.^3)+1./(504*n.^5)
-.0011923./n.^7+.0005068./n.^9;

L=Ls-mu*n*D/2.*(ks+km);

%Li= mu*delta_i/(4*pi*a)*(1-exp(-(a/(2*delta_i))^3.8))^(1/3.8)*(1-y)*1

% L=L+Li;

%%%Capacitance%%%

kc=0.717439*(D./h)+.933048*(D./h).^(3/2)+.106*(D./h).^2;

C_Medhurst=4*epsilon_0*epsilon_ext*h/pi.*(1+kc*(1+epsilon_int/epsilon_ext)/2)
.*(1+(h./(pi*n*D).^2));

C_interturn= ((pi^2)*D*epsilon_0)/(log((p/(2*a))+ sqrt(((p/(2*a))^2-1)))/(n-1);

C_Palermo = epsilon_0*pi*pi*D*(n-1)/(n*acosh(p/(2*a)));

fr=[1./(2*pi*sqrt(L.*C_Medhurst)) 1./(2*pi*sqrt(L.*C_interturn))
1./(2*pi*sqrt(L.*C_Palermo))];

f=fr;
w=2*pi*f;

sigma=1/ro;

```



```

sigma_medium=0.0;
prop_const=sqrt(1i*w*mu.*(sigma_medium+1i*w*epsilon));

v_medium=w./imag(prop_const);
lambda=v_medium./f;

Z_medium=sqrt(1i*w*mu/(sigma_medium+1i*w*epsilon));

delta_i=sqrt(ro./(pi*f*mu));

% %Resistance
skin_fact=a^2./(2*a*delta_i-delta_i.^2);

Rdc=ro*l/(pi*a^2);
Rr=Z_medium*(pi/12.*n.^2.*(2*pi.*f.*D./(2*v_medium)).^4
+1*2./(3*pi^2)*(2*pi.*f.*h./v_medium).^2);
Rac=Rdc.*(1+((skin_fact-1).*psi.*(n-1+1./psi))./n) + Rr;

Q=w.*L./Rac;

```



# Referências

- [1] Er. Lince Mathew e Prof. Yash Pal Singh. An extensive study of “wireless power transmission”- a next generation power transmission system. <http://www.irjcjournals.org/ijieasr/Dec2013/5.pdf>, dec 2013.
- [2] A. Kurs e Massachusetts Institute of Technology. Department of Physics. *Power Transfer Through Strongly Coupled Resonances*. Massachusetts Institute of Technology, Department of Physics, 2007. URL: <http://books.google.pt/books?id=l1BsYgEACAAJ>.
- [3] K.Y. Kim. *Wireless Power Transfer: Principles and Engineering Explorations*. Intech, 2012. URL: <http://books.google.pt/books?id=SaEimQEACAAJ>.
- [4] Olutola Jonah e Stavros V Georgakopoulos. Efficient wireless powering of sensors embedded in concrete via magnetic resonance. Em *Antennas and Propagation (APSURSI), 2011 IEEE International Symposium on*, páginas 1425–1428. IEEE, 2011.
- [5] A.P. Sample, D.A. Meyer, e J.R. Smith. Analysis, experimental results, and range adaptation of magnetically coupled resonators for wireless power transfer. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 58(2):544–554, Feb 2011. doi:10.1109/TIE.2010.2046002.
- [6] Mitchell Kline. Capacitive power transfer. Tese de mestrado, EECS Department, University of California, Berkeley, Dec 2010. URL: <http://www.eecs.berkeley.edu/Pubs/TechRpts/2010/EECS-2010-155.html>.
- [7] J. Garnica, J. Casanova, e Jenshan Lin. High efficiency midrange wireless power transfer system. Em *Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications (IMWS), 2011 IEEE MTT-S International*, páginas 73–76, May 2011. doi:10.1109/IMWS.2011.5877094.
- [8] A. Sahai e D. Graham. Optical wireless power transmission at long wavelengths. Em *Space Optical Systems and Applications (ICSOS), 2011 International Conference on*, páginas 164–170, May 2011. doi:10.1109/ICSOS.2011.5783662.
- [9] M.I. Abbasi, S. Atif Adnan, M. Amin, e F. Kamran. Wireless power transfer using microwaves at 2.45 ghz ism band. Em *Applied Sciences and Technology (IBCAST), 2009 6th International Bhurban Conference on*, páginas 99–102, Jan 2009.
- [10] Prof.Jayaprakash, Prof. Sheela.S, Prof.B.Mayadevi, e Prof.K.L.Sreekumar. A cost-effective system for wireless power transmission, 2011.
- [11] David W. Knight. *Solenoid Inductance Calculation*. <http://g3ynh.info/zdocs/magnetics/Solenoids.pdf>, 2013.

- [12] David W Knight. The self-resonance and self-capacitance of solenoid coils. [http://www.g3ynh.info/zdocs/magnetics/appendix/self\\_res/self-res.pdf](http://www.g3ynh.info/zdocs/magnetics/appendix/self_res/self-res.pdf), jul 2013.
- [13] G. Grandi, M.K. Kazimierczuk, A. Massarini, e U. Reggiani. Stray capacitances of single-layer solenoid air-core inductors. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 35(5):1162–1168, Sep 1999. doi:10.1109/28.793378.
- [14] M.K. Kazimierczuk. *High-Frequency Magnetic Components*. Wiley, 2013. URL: <https://books.google.pt/books?id=oPw8AgAAQBAJ>.
- [15] J.W. Nilsson e S.A. Riedel. *Circuitos eléctricos*. Eines (Universitat de Lleida). Addison-Wesley Iberoamericana, 2001. URL: <https://books.google.pt/books?id=e6A8NQAACAAJ>.
- [16] Equivalent circuit of mutually coupled inductors. <https://en.wikipedia.org/wiki/Inductance>. (Visited on 08/17/2015).
- [17] F.T. Ulaby. *Fundamentals of Applied Electromagnetics*. Pearson/Prentice Hall, 2007. URL: <https://books.google.pt/books?id=ieIeAQAAIAAJ>.
- [18] [www.ece.ucsb.edu/faculty/rodwell/classes/ece218b/notes/resonators.pdf](http://www.ece.ucsb.edu/faculty/rodwell/classes/ece218b/notes/resonators.pdf). <http://www.ece.ucsb.edu/Faculty/rodwell/Classes/ece218b/notes/Resonators.pdf>. (Visited on 06/10/2015).
- [19] R.P. Deshpande. *Capacitors: Technology and Trends*. Tata McGraw Hill Education, 2012. URL: <https://books.google.pt/books?id=KjdmAgAAQBAJ>.
- [20] David M. Pozar. *Microwave Engineering, Fourth Edition International Student Version*. John Wiley & Sons, Incorporated, 2011. URL: <https://books.google.co.uk/books?id=iiiWuAAACAAJ>.